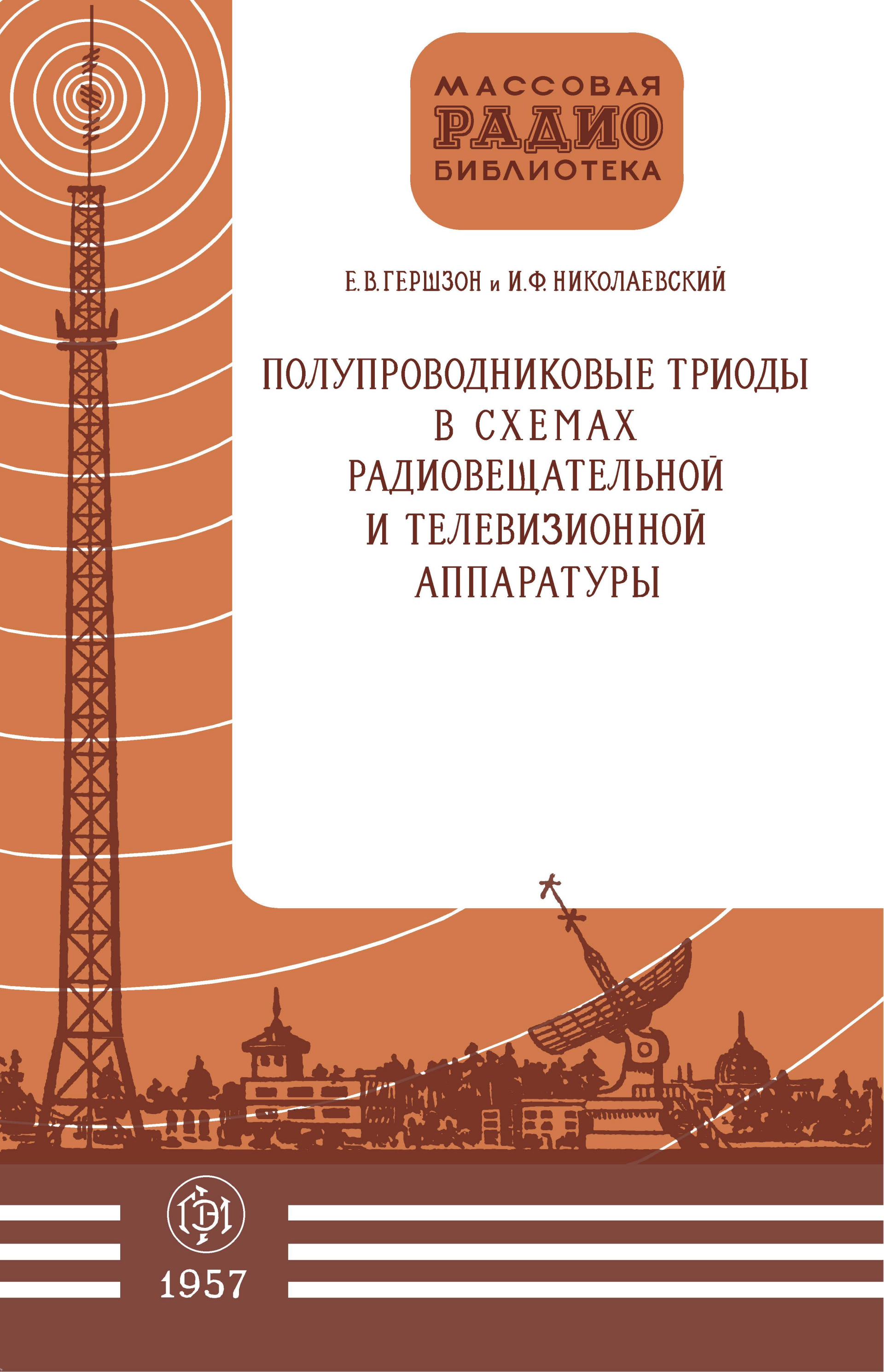
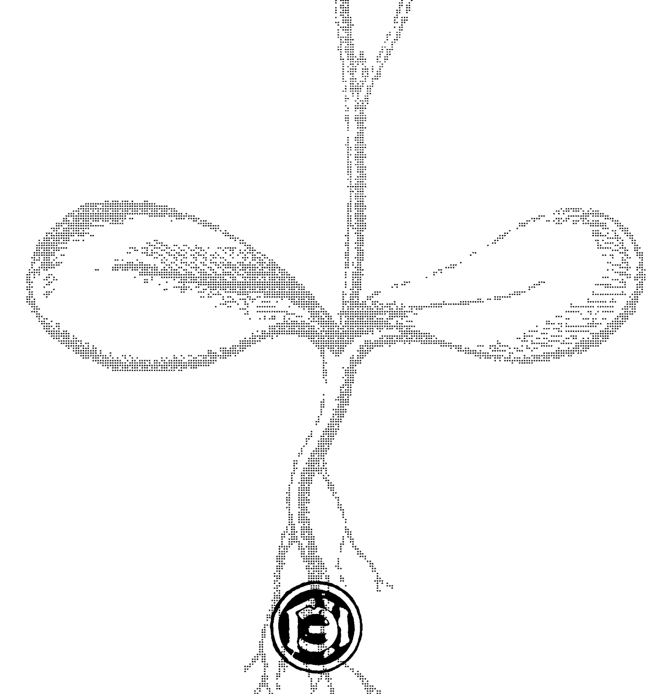

МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА
Е. В. ГЕРШЗОН и И. Ф. НИКОЛАЕВСКИЙ
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТРИОДЫ
В СХЕМАХ
РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОЙ
И ТЕЛЕВИЗИОННОЙ
АППАРАТУРЫ
ГЭИ
1957

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 266

Е. В. ГЕРШЗОН и И. Ф. НИКОЛАЕВСКИЙ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТРИОДЫ В СХЕМАХ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОЙ И ТЕЛЕВИЗИОННОЙ АППАРАТУРЫ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1957 ЛЕНИНГРАД

Книга предназначена для радиотехников и подготовленных радиолюбителей. В ней даются основные сведения по конструированию различных радиотехнических схем и приводится описание типовых схем радиовещательных и телевизионных приемников на полупроводниковых триодах.

Авторы *Гершзон Евгений Владимирович, Николаевский Иосиф Федорович*

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТРИОДЫ В СХЕМАХ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОЙ И ТЕЛЕВИЗИОННОЙ АППАРАТУРЫ

Редактор *Г. С. Цыкин* Техн. редактор *Г. Е. Ларионов*

Сдано в набор 17/VII 1956 г. Подписано к печати 25/I 1957 г.
Бумага $84 \times 108^1/_{32}$ Объем 4,92 п. л. Уч.-изд. л. 5.4
Т 01636 Тираж 50 000 экз. Цена 2 р. 15 к. Заказ 1449

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ВВЕДЕНИЕ

Состояние современной техники и уровень промышленности на сегодняшний день дают возможность постепенно внедрять в радиовещательную и телевизионную аппаратуру ряд приборов, полученных в результате достижений полупроводниковой электроники. К таким приборам, в первую очередь, следует отнести полупроводниковые диоды и и триоды.

Полупроводниковые диоды широко применяются в телевизорах и радиоприемниках, выполняя детекторные, ограничительные, выпрямительные функции и функции восстановителя постоянной составляющей; они уже давно с успехом заменяют ламповые диоды, потребляющие довольно большую мощность на накал и в ряде случаев являющиеся источником фона переменного тока.

Триоды, по существу, только последние годы начинают использоваться в массовой аппаратуре. Только недавно за рубежом появились выпускаемые на широкий рынок радиовещательные приемники на полупроводниковых триодах. Путь к внедрению триодов в массовые телевизоры наметился как путь постепенной замены ламп только в тех узлах, где применение их на сегодняшний день особенно рационально; однако имеются образцы разработок, выполненные целиком на полупроводниковых триодах.

Применение полупроводниковых триодов в дальнейшем раскрывает крайне широкие перспективы, определяющиеся их высокими (по сравнению с лампами) экономическими и эксплуатационными показателями. К этим показателям, в первую очередь, необходимо отнести:

1) значительно меньшие, чем у ламп, напряжения источников питания (в 10—100 раз) и в подавляющем большинстве случаев в несколько раз меньшие токи; соответственно этому и потребляемая от источников питания мощность (расход электроэнергии) снижается в десятки и сотни раз, что позволяет применять малоемкостные, малогабаритные сухие батареи одного типа;

2) высокий к. п. д., значительно превышающий к. п. д. ламповых усилителей;

3) возможность резкого сокращения размеров деталей (трансформаторов, конденсаторов, сопротивлений) и уменьшение габаритов всей аппаратуры при сохранении нужного теплового режима;

4) большой срок службы (до 100 000 час.), вполне сравнимый со сроком службы обычных деталей (сопротивлений, конденсаторов и т. д.);

5) большая механическая прочность (триоды выдерживают ускорения от 100 до $20 \cdot 10^3$ *g*);

6) значительно меньшие габариты и вес, чем у ламп (вес триода может быть доведен до десятых долей грамма, соответственно сокращаются и габариты).

Преимущество полупроводниковых триодов перед лампами иллюстрируется табл. 1 и 2.

В табл. 1 приведены сравнительные данные двух основных типов полупроводниковых триодов (плоскостного и точечного) и лампового триода.

Таблица 1

Сравнительные данные полупроводниковых и ламповых триодов

Показатели	Полупроводниковые триоды		Электронные лампы
	точечные	плоскостные	
Усиление по мощности, *дб*	20–30	30—50	30—70
Коэффициент полезного действия усилителя класса А, %	До 30	До 49	До 35
Коэффициент полезного действия усилителя класса Б, %	До 60	До 75	До 65
Предельный срок службы, час	Около 100 000	Около 100 000	500—10 000
Мощность потребления (минимальная), *мвт*	1	0,001	100
Предельная рабочая температура, °С	+70	+85	+500
Предельная рабочая частота, *Мгц*	20—50	50—100	Свыше 100
Напряжение источника питания, *в*	1,5—30	1,5—50	50—300
Механическая прочность, *g*	100—1 000	До 20 000	—

Таблица 2

Сравнительные данные по мощности, потребляемой разными телевизорами

Телевизоры	Полная мощность, потребляемая от сети, *вт*	Мощность, потребляемая на накал ламп, *вт*	Мощность, потребляемая в. ч. усилителем, *вт*	Напряжение питания ачодов или коллекторов, *в*	Число ламп
КВН-49	220	42	23,3	320	16
Авангард	220	58,5	13,2	320	17
Темп	230	66,5	19,8	350	21
Телевизор с применением полупроводниковых триодов[1]	50	11,9	0,35	160 (лампы) 40 (полупроводниковые триоды)	4
Безламповый телевизор[1]	13,5	3,6[2]	—	22,5	0

[1] См. стр. 95
[2] Накал кинескопа.

В табл. 2 даны основные показатели по расходу мощности в телевизорах различного типа, работающих на лампах, и в телевизорах с использованием полупроводниковых триодов.

Внедрению полупроводниковых триодов, однако, препятствует ряд их недостатков, которые в большинстве своем будут устраняться постепенным совершенствованием технологии их производства. К ним прежде всего относятся:

1) ограниченный частотный предел усиления и генерации колебаний; правда, имеются уже триоды с областью рабочих частот до 100 *Мгц*, но они пока еще находятся в стадии лабораторных разработок и имеют крайне низкие выходные мощности и напряжения; увеличение частотного предела прежде всего оказывается органически связанным с уменьшением выходной мощности, так как требует уменьшения габаритов электродов и расстояний между ними; эти меры вызваны необходимостью снижать емкости и сокращать пути пробега электронных и дырочных зарядов, определяющих граничные частоты усиления и генерации;

2) низкие входные сопротивления, вызывающие известные трудности, связанные с междукаскадным согласованием и ограничивающие область применения триодов при ис-

пользовании источников раскачки с большим собственным сопротивлением;

3) зависимость параметров от температуры, ограничивающая область применения триодов до температур, не превышающих +85 . . . —70° С;

4) больший, чем у ламп, разброс параметров, вызывающий специфические трудности в условиях массового производства и эксплуатации;

5) больший, чем у ламп, уровень собственных шумов, ограничивающий динамический диапазон многокаскадных усилителей;

6) заметное потребление мощности входными цепями. Это обстоятельство требует междукаскадного согласования на максимум отдаваемой мощности и не позволяет полностью получить от триода максимально возможное усиление по напряжению.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ТРИОДА И МЕТОДЫ РАСЧЕТА СХЕМ

Различие физических процессов, определяющих работу полупроводникового триода и электронной лампы, определяет и различие в методах расчета и построения схем на этих приборах.

В лампах носители заряда (электроны) движутся от катода к аноду в результате наличия электростатического поля в пространстве, заключенном между этими двумя электродами. Управление током носителей заряда (анодным током) осуществляется изменением конфигурации электростатического поля, получающегося в результате изменения только приложенного к сетке лампы напряжения.

В полупроводниковых триодах носители заряда (дырки или электроны) движутся от эмиттера к коллектору в результате наличия разности концентраций носителей в областях, прилегающих к этим электродам. Управление током носителей (током коллектора) при помощи изменения концентрации осуществляется в области эмиттера и получается в результате изменения тока через эмиттерный переход.

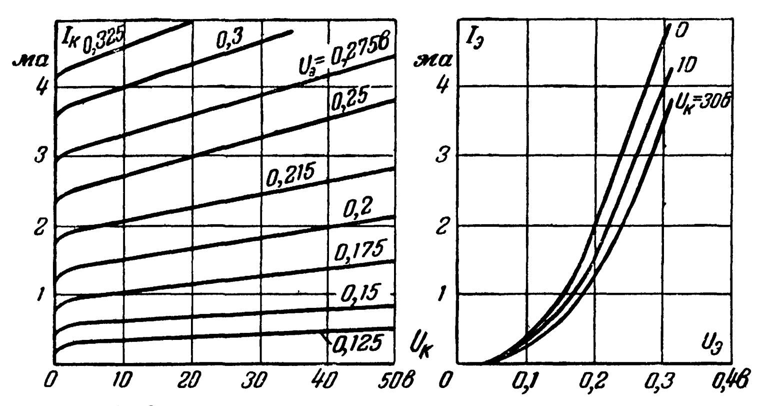
В лампах реакция выходной цепи на входную начинает сказываться лишь в области относительно высоких частот или в крайнем случае, что бывает относительно редко, при наличии сеточных токов.

В полупроводниковых триодах реакция выходной цепи на входную практически сказывается на всех частотах (от нуля до максимума).

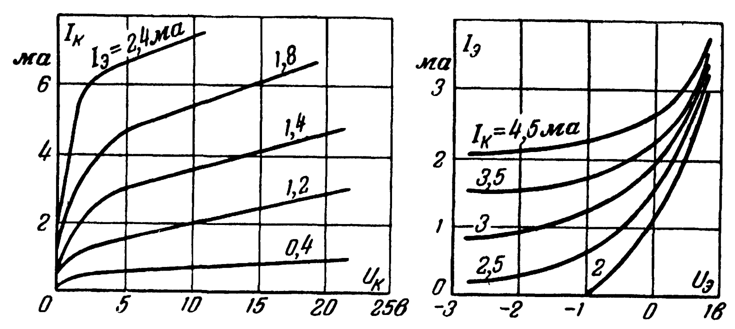
Поэтому, как известно, для расчета режима и параметров ламповой схемы вполне достаточно иметь одно семейство выходных характеристик при различных напряжениях на сетке. Для расчета же режима и параметров схемы на полупроводниковом триоде необходимы как минимум два семейства характеристик — входных и выходных.

Такие характеристики для двух основных типов триодов — точечного и плоскостного — приведены на фиг. 1 и 2. За параметр могут быть приняты как ток, так и напряжение.

Поскольку входная цепь полупроводникового триода потребляет мощность (чего нет в лампах), для полного расче-



Фиг. 1. Семейство статических характеристик плоскостного триода П1Б (за параметр принято напряжение).



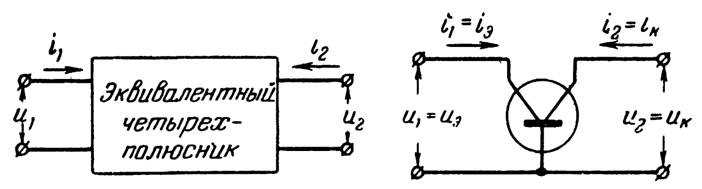
Фиг. 2. Семейство статических характеристик точечного триода С2Б (за параметр принят ток)

та необходимо знать входные и выходные сопротивления схемы, а также коэффициенты усиления по току, напряжению или мощности. Получить данные для вычисления этих величин из статических характеристик весьма затруднительно из-за некоторой громоздкости построений, а для плоскостных триодов вследствие малой крутизны кривых $I_к = f(U_к)$ вообще почти невозможно.

Отсюда может быть сделан следующий вывод. Для определения рабочей точки, т. е. тока смещения эмиттера $I_{э0}$ и напряжения на коллекторе $U_{к0}$, следует пользоваться статическими характеристиками. Для всех остальных расчетов необходимо применять формулы, которые содержат параметры эквивалентного триоду четырехполюсника.

1. Метод эквивалентного четырехполюсника

В целях упрощения будет рассмотрен линейный четырехполюсник, т. е. расчет будет вестись только для малых сигналов, в пределах размаха которых характеристики триода (фиг. 1 и 2) могут быть приняты за линейные. Таким образом, заранее следует оговориться, что все расчетные формулы, приведенные в дальнейшем, имеют ограниченную об-



Фиг. 3. В случае малых сигналов полупроводниковый триод может быть изображен в виде эквивалентного четырехполюсника.

ласть применения, т. е. пригодны для амплитуд (размаха) сигнала, не превышающего определенной величины. Эта величина может быть примерно определена для данного триода при заданном режиме питания по семейству статических характеристик. Совершенно естественно, что чем меньше сигнал, тем расчеты при помощи эквивалентного четырехполюсника точнее.

Линейный четырехполюсник, эквивалентный полупроводниковому триоду, приведен на фиг. 3.

Такой четырехполюсник может быть полностью охарактеризован входными и выходными токами i_1 и i_2, входным и выходным напряжениями u_1 и u_2. Эти величины могут замеряться как в режиме холостого хода, так и в режиме короткого замыкания.

Если все токи и напряжения измеряются в режиме холостого хода, то они будут связаны следующими уравнениями:

$$u_1 = z_{11}i_1 + z_{12}i_2;$$
$$u_2 = z_{21}i_1 + z_{22}i_2. \qquad (1)$$

Сопротивления z_{11}, z_{12}, z_{21} и z_{22}, характеризующие четырехполюсник, в этом случае носят название параметров холостого хода.

Если измерения производятся в режиме короткого замыкания, то уравнения будут иметь вид:

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= y_{11}u_1 + y_{12}u_2; \\ i_2 &= y_{21}u_1 + y_{22}u_2. \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

Проводимости y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22} в этом случае называются параметрами короткого замыкания.

Наконец, ток i_1 и напряжение u_1 могут измеряться при коротком замыкании выходных концов четырехполюсника, а ток i_2 и напряжение u_2 — при холостом ходе входных концов. Тогда уравнения, характеризующие четырехполюсник, могут быть написаны так:

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2; \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2. \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

Параметры h_{11}, h_{12}, h_{21} и h_{22} носят название смешанных параметров.

Физический смысл схем с проводимостями и с сопротивлениями, т. е. схем короткого замыкания и холостого хода, достаточно подробно рассмотрен в литературе, поэтому останавливаться здесь на этом не будем.

Однако необходимо отметить следующие важные положения.

Параметры холостого хода, т. е. z-параметры, очень наглядно связаны с эквивалентными схемами включения полупроводникового триода (фиг. 4). Кроме того, формулы входных и выходных сопротивлений конкретной схемы, а также формула для коэффициентов усиления приобретают наиболее простой вид, если их выражать именно через z-параметры. Однако для плоскостных триодов, у которых сопротивление коллектора $r_к$ составляет сотни тысяч ом и мегомы, создать режим холостого хода на выходе становится затруднительным, особенно на высоких частотах, когда сопротивления паразитных емкостей схемы становятся сравнимыми с $r_к$ и могут стать значительно меньше его. Это обстоятельство не имеет такого значения для точечных триодов, у которых $r_к$ составляет всего лишь несколько килоом.

Отсюда становится ясным, что для анализа схем на плоскостных триодах должны применяться h-параметры. Для

точечных же триодов могут быть использованы z-параметры, которые необходимы также и для анализа конкретных схем, независимо от типа триодов. y-параметры не обладают какими-либо особыми преимуществами и касаться их в дальнейшем мы не будем.

Уравнения (1) и (3) связывают между собой z и h-параметры и дают возможность составить табл. 3 переходных формул.

Таблица 3

Соотношения между z- и h-параметрами четырехполюсника

Входное сопротивление $z_{11} = u_1/i_1$ при $i_2 = 0$	$h_{11}/1 - \tau$
Обратное переходное сопротивление $z_{12} = u_1/i_2$ при $i_1 = 0$	h_{12}/h_{22}
Прямое переходное сопротивление $z_{21} = u_2/i_1$ при $i_2 = 0$	$-h_{21}/h_{22}$
Выходное сопротивление $z_{22} = u_2/i_2$ при $i_1 = 0$	$1/h_{22}$
Входное сопротивление $h_{11} = u_1/i_1$ при $u_2 = 0$	$z_{11}(1 - \tau)$
Коэффициент обратной связи по напряжению $h_{12} = u_1/u_2$ при $i_1 = 0$	z_{12}/z_{22}
Коэффициент усиления по току $h_{21} = i_2/i_1$ при $u_2 = 0$	$-z_{21}/z_{22}$
Выходная проводимость $h_{22} = i_2/u_2$ при $i_1 = 0$	$1/z_{22}$

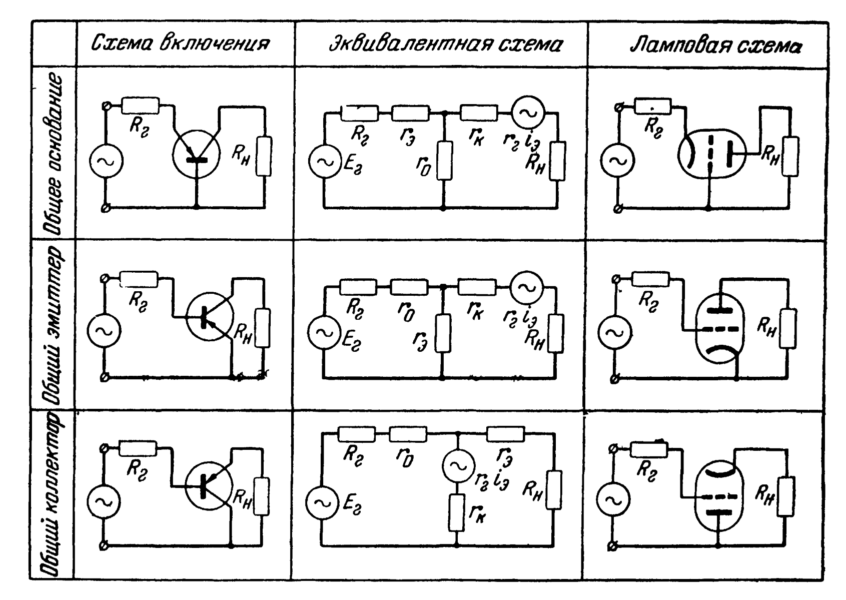
$$\tau = \frac{z_{21}z_{12}}{z_{11}z_{22}} = \frac{1}{1 - \frac{h_{11}h_{22}}{h_{21}h_{12}}}$$

2. Основные схемы включения

Все схемы на полупроводниковых триодах по существу своему, так же как и ламповые схемы, могут быть сведены к трем основным схемам включения, приведенным на фиг. 4.

1. Включение триода по схеме с общим (заземленным) основанием (базой) по ряду признаков может быть уподоблено включению электронной лампы по схеме с заземленной сеткой.

2. Включение триода по схеме с общим (заземленным) эмиттером подобно включению электронной лампы по схеме с заземленным катодом и дает поворот фазы усиленного напряжения на 180°.



Фиг. 4. Три основные схемы включения полупроводникового триода, эквивалентные схемы и аналогичные схемы включения электронной лампы.

3. Включение триода с общим (заземленным) коллектором аналогично включению электронной лампы по схеме с заземленным катодом,* т. е. катодному повторителю.

*анодом

В схемах фиг. 4 применяются следующие обозначения:

α — статический коэффициент усиления по току;

$r_э$ — сопротивление эмиттерного перехода;

$r_к$ — сопротивление коллекторного перехода;

$r_о$ — сопротивление основания, обусловленное объемным сопротивлением германия и сопротивлением контакта с внешним проводником;

$r_г$ — сопротивление эквивалентного генератора в цепи коллектора, определяемое из выражения $r_г = \alpha r_к$; э. д. с. этого генератора равна $r_г i_э$; $R_г$ — внутреннее сопротивление, а $E_г$ — э. д. с. источника усиливаемого напряжения;

$R_н$ — сопротивление нагрузки.

Следует подчеркнуть, что схемы фиг. 4 справедливы лишь для частот, значительно меньших $f_{пр}$, т. е. предель-

ной частоты, пропускаемой триодом (см. стр. 18). В этом случае z-параметры эквивалентного четырехполюсника будут чисто активными и могут быть обозначены соответственно через R_{11}, R_{21}, R_{12} и R_{22}.

В табл. 4 приведены значения этих характеристических сопротивлений для каждой из трех схем, полученные путем приравнивания коэффициентов при токах i_1 и i_2 уравнений (1).

Таблица 4

Формулы, связывающие параметры холостого хода эквивалентного четырехполюсника (z-параметры) с параметрами полупроводникового триода, для низких частот и малых сигналов

Схема	R_{11}	R_{22}	R_{21}	R_{12}
Общее основание	$r_э + r_о$	$r_к + r_о$	$r_г + r_о$	$r_о$
Общий эмиттер	$r_э + r_о$	$r_э + r_к - r_г$	$r_э - r_г$	$r_э$
Общий коллектор	$r_к + r_о$	$r_э + r_к - r_г$	$r_к$	$r_к - r_г$

Для расчетов схем на полупроводниковых триодах необходимо знать входное и выходное сопротивления каскада $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$, коэффициенты усиления по току и напряжению K_i и K_u, а также усиление по мощности K_p.

Эти величины для эквивалентного четырехполюсника в общем виде могут быть выражены через h- и z-параметры формулами, приведенными в табл. 5.

Кроме того, легко получить формулы, связывающие между собой четыре важные величины:

$$K_p = K_i K_u; \quad (4)$$

$$\frac{K_u}{K_i} = \frac{R_н}{Z_{вх}}. \quad (5)$$

Поскольку $Z_{вх}$ примерно равно параметру h_{11}, который может быть измерен относительно простым способом, а K_p дается в паспорте к кристаллическому триоду, коэффициенты K_u и K_i могут быть легко определены для любой заданной нагрузки $R_н$.

Таблица 5

Входные и выходные сопротивления и коэффициенты усиления схемы на полупроводниковом триоде, выраженные через *h*- и *z*-параметры эквивалентного четырехполюсника

$Z_{вх}$	$z_{11}-\frac{z_{12}z_{21}}{z_{22}+R_н}$	$\frac{h_{11}+\Delta R_н}{1+h_{22}R_н}$
$Z_{вых}$	$z_{22}-\frac{z_{12}z_{21}}{z_{11}+R_г}$	$\frac{h_{21}}{\Delta+h_{22}R_г}$
K_i	$\frac{z_{21}}{z_{22}+R_н}$	$-\frac{h_{21}}{1+h_{22}R_н}$
K_u	$\frac{z_{21}R_н}{z_{11}(z_{22}+R_н)-z_{21}z_{12}}$	$-\frac{h_{21}R_н}{h_{11}+\Delta R_н}$
K_p	$\frac{z_{21}^2R_н}{(z_{22}+R_н)[z_{11}(z_{22}+R_н)-z_{21}z_{12}]}$	$\frac{h_{21}^2R_н}{(h_{11}+\Delta R_н)(1+h_{22}R_н)}$

$$\Delta = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$$

Воспользовавшись табл. 4 и подставляя значения R (Z) в формулы табл. 5, получим табл. 6 значений $Z_{вх}$, $Z_{вых}$, K_i и K_u для трех схем соединений.

Приведенные в этой таблице формулы несколько громоздки для быстрых прикидок и вычислений, поэтому есть необходимость в составлении упрощенных, приближенных формул. Такие формулы могут быть получены, если учесть данные практически выпускаемых промышленностью триодов.

Так, например, точечный триод С1Б имеет примерно следующие данные: $r_э = 550$ *ом*; $r_o = 200$ *ом*; $r_к = 6\,800$ *ом*; $r_г = 10$ *ком*; $\alpha = 1{,}5$, а плоскостной триод П1Д: $r_э = 30$ *ом*; $r_o = 600$ *ом*; $r_к = 0{,}5$ *мом*; $r_г = 0{,}47$ *мом*; $\alpha = 0{,}94$. Из этих примеров следует, что:

$$r_э \ll r_к - r_г; \quad r_o \ll r_к;$$
$$r_э \ll R_н \ll r_к - r_г; \quad R_г \ll r_к. \qquad (6)$$

С учетом этих неравенств получена табл. 7 приближенных данных. Однако следует напомнить, что каждый

Таблица 6

Формулы для расчета схем на полупроводниковых триодах при низких частотах и малых сигналах

Схема	$z_{вх}$	$z_{вых}$	K_i	K_u
Общее основание	$r_э + r_o \frac{r_к - r_г + R_н}{r_o + r_к + R_н}$	$r_к - r_э \frac{r_г - r_э - R_г}{r_o + r_э + R_г}$	$\frac{r_г + r_o}{r_o + r_к + R_н}$	$\frac{(r_г + r_o) R_н}{r_o(r_к - r_г + r_э + R_н) + r_э(r_к + R_н)}$
Общий эмиттер	$r_o + r_э \frac{r_к + R_н}{r_к - r_г + r_э + R_н}$	$r_к - r_г + r_э \frac{r_г + r_o + R_г}{r_э + r_o + R_г}$	$\frac{r_г - r_э}{r_к - r_г + r_э + R_н}$	$\frac{(r_г - r_э) R_н}{r_o(r_к - r_г + r_э + R_н) + r_э(r_к + R_н)}$
Общий коллектор	$r_o + r_к \frac{r_э + R_н}{r_к - r_г + r_э + R_н}$	$r_э + (r_к - r_г) \frac{r_o + R_н}{r_к + r_o + R_г}$	$\frac{r_к}{r_к - r_г + r_э + R_н}$	$\frac{r_к R_н}{r_o(r_к - r_г + r_э + R_н) + r_э(r_к + R_н)}$

Таблица 7

Приближенные формулы для расчета схем на полупроводниковых триодах при низких частотах и малых сигналах

Схема	$z_{вх}$	$z_{вых}$	K_i	K_u
Общее основание	$r_э + r_o(1 - \alpha)$	$r_к \frac{r_э + r_o(1 - \alpha) + R_г}{r_э + r_o + R_г}$	α	$\frac{\alpha R_н}{r_э + r_o(1 - \alpha)}$
Общий эмиттер	$r_o + \frac{r_э}{1 - \alpha}$	$r_к(1 - \alpha) + r_э \frac{\alpha r_к + R_г}{r_э + r_o + R_г}$	$\frac{\alpha}{1 - \alpha}$	$-\frac{\alpha R_н}{r_э + r_o(1 - \alpha)}$
Общий коллектор	$\frac{R_н}{1 - \alpha}$	$r_э + (r_o + R_г)(1 - \alpha)$	$\frac{1}{1 - \alpha}$	1

$$r_э \ll r_к(1 - \alpha); \quad r_o \ll r_к; \quad r_э \ll R_н \ll r_к(1 - \alpha); \quad R_г \ll r_к.$$

раз перед применением формул этой таблицы необходимо сверить данные каскада и полупроводникового триода с неравенствами (6). В большинстве случаев для плоскостных триодов неравенства выполняются.

Из сравнения формул, приведенных в табл 6 и 7 для плоскостных триодов, могут быть сделаны следующие основные выводы:

1. При данной нагрузке $R_н$ входное сопротивление $Z_{вх}$ минимально для схемы с заземленным основанием и максимально для схемы с заземленным коллектором. Так, например, для триода П1Б при $R_н = 10$ *ком*, $Z_{вх}$ для трех схем будет 60, 500 и 150 000 *ом* соответственно.

2. Выходное сопротивление $Z_{вых}$ для каскада, действующего от генератора с внутренним сопротивлением $R_г$, будет максимальным для схемы с заземленным основанием и минимальным для схемы с заземленным коллектором. Так, например, для того же триода П1Б при $R_г = 1\,000$ *ом* $Z_{вых}$ будет 600 000, 70 000 и 150 *ом* для трех схем соответственно.

3. Коэффициент усиления по напряжению K_u для схем с заземленным основанием и эмиттером почти одинаков, а для схемы с заземленным коллектором несколько меньше единицы.

4. Коэффициент усиления по току K_i для заземленного основания равен α, для заземленного эмиттера и для заземленного коллектора — примерно одинаков. Так, для П1Б при $\alpha = 0{,}93$ $K_i = 15$ и 16 соответственно.

5. В подавляющем большинстве случаев наибольшее усиление по мощности K_p получается в схеме с заземленным эмиттером.

Эти же выводы могут быть использованы и для точечных триодов, однако применение их в схемах с общим эмиттером и коллектором требует соблюдения мер предосторожности (выбор нагрузки $R_н$ с учетом сопротивления генератора сигнала $R_г$) против самовозбуждения, к которому склонны точечные триоды (подробно об этом см. стр. 40).

Таким образом, на основании изложенного могут быть сделаны следующие рекомендации, которые необходимо принять во внимание при конструировании схем на полупроводниковых триодах.

Наиболее выгодной в большинстве случаев является схема с заземленным эмиттером, так как, кроме максимально-

го K_p, здесь разница между $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$ минимальна, что облегчает согласование в многокаскадных схемах. Однако следует иметь в виду, что при α, близком к единице, параметры каскада с заземленным эмиттером будут сильно зависеть от амплитуды и частоты.

Схема с заземленным основанием пока что является единственной схемой, обеспечивающей устойчивое широкополосное усиление или усиление высоких частот, так как в этом случае должны применяться точечные триоды, имеющие $\alpha > 1$ и склонные к самовозбуждению при других схемах включения из-за наличия обратной связи через сопротивление основания.

Схема с заземленным коллектором применяется в тех случаях, когда необходимо согласование между каскадами, а также при необходимости получения больших входных сопротивлений.

Таблица 8

Приближенные формулы для определения z- и h-параметров эквивалентного полупроводниковому триоду четырехполюсника для низких частот и малых сигналов

Параметр	Общее основание	Общий эмиттер	Общий коллектор
z_{11}	$r_{э} + r_{о}$	$r_{э} + r_{о}$	$r_{к} + r_{э}$
z_{22}	$r_{к}$	$r_{к}(1-\alpha)$	$r_{э} + r_{к}(1-\alpha)$
z_{21}	$\alpha r_{к}$	$-\alpha r_{к}$	$r_{к}$
z_{12}	$r_{о}$	$r_{э}$	$r_{к}(1-\alpha)$
h_{11}	$r_{э} + r_{о}(1-\alpha)$	$r_{э} + r_{о}(1-\alpha)/1-\alpha$	$r_{э} + r_{о}(1-\alpha)/1-\alpha$
h_{22}	$1/r_{к}$	$1/r_{к}(1-\alpha)$	$1/r_{к}(1-\alpha)$
h_{21}	$-\alpha$	$\alpha/1-\alpha$	$-1/1-\alpha$
h_{12}	$r_{о}/r_{к}$	$r_{э}/r_{к}(1-\alpha)$	1

$r_{э} \ll r_{к}(1-\alpha)$; $r_{о} \ll r_{к}$; $r_{э} \ll R_{н} \ll r_{к}(1-\alpha)$;
$r_{о} \ll \alpha r_{к}$; $r_{э} \ll \alpha r_{к}$; $R_{г} \ll r_{к}$; $\alpha r_{к} = r_{г}$.

Исходя из условий (6) для параметров h и z четырехполюсника составлена табл. 8, данные которой будут необходимы в дальнейшем для рассмотрения ряда вопросов.

3. Основные свойства триодов на высоких частотах

Как было отмечено, свойства полупроводникового триода в данной схеме на низких частотах характеризуются сопротивлениями R_{11}, R_{12}, R_{21} и R_{22} и соответствующими формулами $Z_{вх}$, $Z_{вых}$, K_i, K_u и K_p.

На высоких частотах начинает сказываться частотная зависимость параметров r_o, $r_э$, $r_к$ и коэффициента усиления по току α для плоскостных триодов. Для точечных триодов в первом приближении можно считать, что частотным изменениям подвержен только коэффициент α, а r_o, $r_э$ и $r_к$ — частотно независимы.

Эта зависимость параметров от частоты тем сильнее, чем выше частота. При частотах, приближающихся к предельной (т. е. к частоте $f_{пр}$, при которой коэффициент усиления по току падает до 0,7 от своей величины на низких частотах), пренебрежение частотными свойствами может привести к грубым ошибкам в расчетах и при конструировании схем.

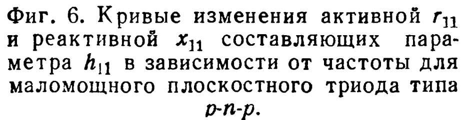
Измерения h-параметров эквивалентного четырехполюсника показывают, что зависимость указанных выше параметров триода от частоты различна.

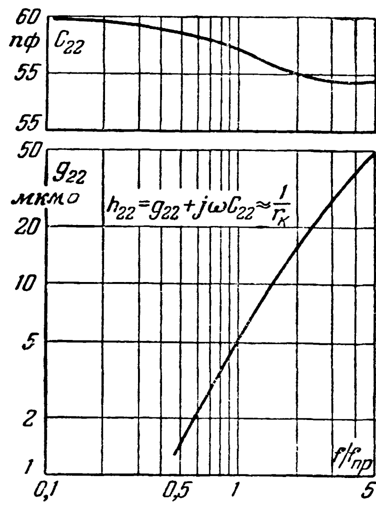
На фиг. 5—8 приведены кривые зависимости от частоты для четырех указанных параметров эквивалентного четырехполюсника плоскостного триода типа p-n-p, снятые для схемы с заземленным основанием.

Из графиков могут быть сделаны следующие чисто качественные выводы о поведении параметров триода.

Сопротивление основания $r_o = \frac{h_{12}}{h_{22}}$ (см. табл. 8) почти не изменяется с частотой. Это следует из кривых фиг. 7 и 8, так как скорости возрастания параметров h_{12} и h_{22} примерно равны. Специальные измерения показывают, что r_o несколько падает с частотой, а для очень низких частот, от нуля до $f/f_{пр} = 0,01$, для некоторых триодов может возрастать в $2 \div 5$ раз. Для практических же целей можно считать r_o не изменяющимся в широком диапазоне рабочих частот.

Фиг. 5. Кривые изменения параметра h_{21} и угла сдвига фаз φ в зависимости от частоты для маломощного плоскостного триода типа *p-n-p*.

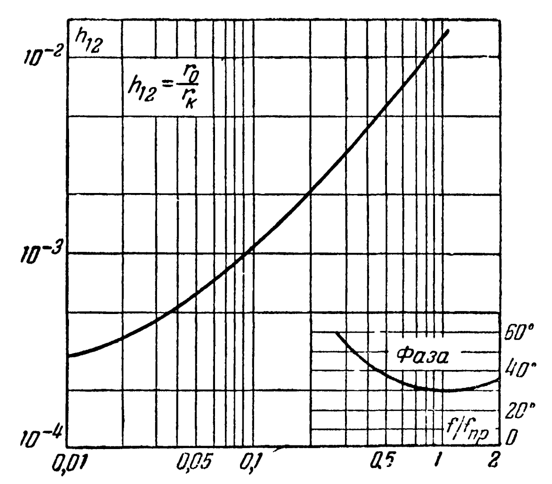

Фиг. 6. Кривые изменения активной r_{11} и реактивной x_{11} составляющих параметра h_{11} в зависимости от частоты для маломощного плоскостного триода типа *p-n-p*.



Фиг. 7. Кривые изменения активной составляющей g_{22} параметра h_{22} и выходной емкости C_{22} в зависимости от частоты для маломощного плоскостного триода типа *p-n-p*.

Сопротивление коллектора $r_к = \frac{1}{h_{22}}$ (см. табл. 8), как это видно из кривых фиг. 7, резко падает с увеличением частоты. Емкость выхода $C_{22} \approx C_к$ несколько уменьшается с частотой, но практически можно считать, что она не зависит от частоты.

Сопротивление эмиттера $r_э = h_{11} - r_o(1 + h_{21})$ растет с частотой и достигает максимума при $f = f_{пр}$, после чего начинает уменьшаться.



Фиг. 8. Кривые изменения параметра h_{12} и фазы в зависимости от частоты для маломощного плоскостного триода типа *p-n p*.

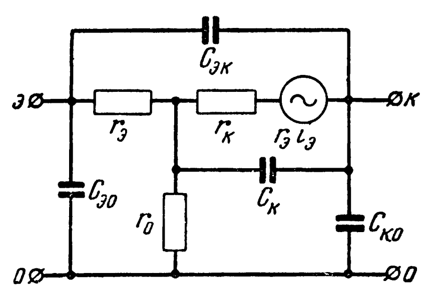
Наконец, коэффициент усиления по току $\alpha = -h_{21}$ резко падает с возрастанием частоты, а отрицательный угол φ указывает на возрастание запаздывания выходного тока по отношению к току на входе.

Две основные причины обусловливают частотные зависимости параметров полупроводникового триода.

1. Наличие емкостей эмиттер—основание $C_{э.о}$, эмиттер—коллектор $C_{э к}$, коллектор—основание $C_{к о}$ и емкость коллекторного перехода $C_к$. Эквивалентная схема триода с учетом всех указанных емкостей приведена на фиг. 9. Как показывают исследования, влияние емкостей $C_{э о}$, $C_{э.к}$, $C_{к о}$ на процессы в триоде несравнимо меньше влияния емкости коллекторного перехода $C_к$

Из кривых фиг. 7 видно, что основную часть выходной проводимости при разомкнутом входе h_{22} составляет проводимость именно этой емкости $\omega C_{22} = \omega C_к$. Так, например, активная проводимость g_{22} для $f/f_{пр} = 0{,}5$ составляет 0,5—0,8 *мкмо*, в то время как реактивная проводимость, обусловленная емкостью $C_к$, равна 600—800 *мкмо*.

2. Наличие диффузионного процесса распространения неосновных носителей зарядов в области базы (для германия типа *n* неосновными носителями будут дырки, а для германия типа *p* — электроны).



Фиг. 9. Эквивалентная схема полупроводникового триода с учетом емкостей.

Дело в том, что причиной движения носителей зарядов является не электрическое поле, как это имеет место в лампах, а избыток плотности носителей в районе эмиттера. В лампе носители (электроны), не встречая никаких препятствий в вакууме, движутся от катода к аноду с большими скоростями так, что время пролета становится сравнимым с периодом усиливаемых частот только на очень больших частотах; практически это время для всех частот, включая УВЧ, можно не учитывать.

В полупроводниковом триоде заряды, распространяющиеся в результате диффузии, движутся от эмиттера к коллектору со скоростями, значительно меньшими, чем в лампе, т. е. время распространения начинает сказываться здесь на значительно меньших частотах, появляется частотная зависимость, в первую очередь, коэффициента усиления по току $\alpha = \frac{i_к}{i_э}$. Кроме того, дырки и электроны из-за столкновений между собой будут нейтрализовать свои заряды (рекомбинировать), а так как движение происходит в кристаллической решетке, то пути и время следования их к кол-

лектору будут различными. Если бы все носители пробегали одинаковые расстояния и находились в пути одинаковое время, то на выходе триода получались бы напряжение или ток, по форме точно совпадающие с напряжением или током, подаваемыми на вход; было бы зафиксировано лишь запаздывание по фазе, обусловленное временем движения зарядов вдоль тела основания.

Таким образом, в случае полупроводникового триода ток коллектора $i_к$ будет, во-первых, представлять среднее значение тока эмиттера $i_э$, а во-вторых, если за рассматриваемый интервал времени период колебаний усиливаемой частоты становится сравнимым временем следования зарядов, усиление триода $\alpha = \frac{i_к}{i_э}$ будет падать с ростом частоты, так что, естественно, часть сигнала будет уничтожена.

Ход кривых, приведенных на фиг. 5—8, объясняется не только распространением зарядов от эмиттера к коллектору, т. е. процессом в прямом направлении, но и процессами в обратном направлении, т. е. воздействием выхода на вход.

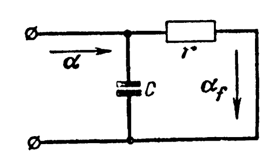
В полупроводниковом триоде существует несколько видов обратных связей. В первую очередь можно назвать три из них.

Первый вид — отрицательная обратная связь через сопротивления $r_о$, $r_э$ или $r_к$, соответственно для схемы включения с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором. Поскольку сопротивление $r_к$ шунтировано емкостью $C_к$, эта связь будет зависеть от частоты Так, например, для схемы с общим основанием на фиг. 8 приведена кривая изменения коэффициента h_{12}, характеризующего эту обратную связь. Поскольку проводимость $\omega C_к$ растет с частотой, т. е. как бы уменьшается $r_к$, коэффициент h_{12} с частотой возрастает.

Второй вид — отрицательная обратная связь, обусловленная изменением ширины коллекторного перехода в такт с выходным напряжением, что, в свою очередь, меняет объем пространственного заряда в районе коллектора, т. е. образует избыток или недостаток носителей. Этот избыток является причиной движения зарядов, но теперь уже от коллектора к эмиттеру. Этот процесс также зависит от частоты, так как скорость диффузии зарядов имеет конечную величину.

Третий вид — обратная связь через емкость $C_{э.к}$ (фиг. 9). В схеме с общей базой эта связь будет положительной, в схеме с общим эмиттером — отрицательной; в схеме с общим коллектором обратная связь через емкость $C_{э\,к}$ отсутствует. Естественно, что частотная зависимость обратной связи здесь будет выражена довольно резко.

Эквивалентная схема триода с учетом всех происходящих в нем процессов всех частотных зависимостей и обратных связей достаточно сложна и не дает возможности использовать ее для разработки простого метода расчета схем. Поэтому ниже будет предложен метод расчета, исходящий непосредственно из кривых измерений h-параметров, учитывающих все перечисленные выше процессы в полупроводниковом триоде.



Фиг. 10. Схема, аппроксимирующая изменение коэффициента усиления по току α, в зависимости от частоты f.

Прежде всего следует оценить чисто качественно поведение параметров $Z_{вх}$, $Z_{вых}$, K_i, K_u и K_p при высоких частотах для различных схем. Это необходимо для того, чтобы знать, какую из трех схем следует принять для данного конкретного случая.

Найдем схему, аппроксимирующую поведение параметра $\alpha_f = -h_{21}$ в соответствии с кривой фиг. 5 (знак f указывает на частотную зависимость α).

Такой схемой может быть схема, представленная на фиг. 10.

Поскольку α и α_f пропорциональны одному и тому же току, будем считать их токами, текущими в направлениях, указанных стрелками на фиг. 10.

Соотношение токов α и α_f будет равно отношению соответствующих проводимостей, т. е.

$$\frac{\alpha_f}{\alpha} = \frac{\frac{1}{r}}{\frac{1}{r} + j\omega c},$$

тогда

$$\alpha_f = \alpha \frac{1}{1 + \omega rc}.$$

Приравняв

$$rc = \frac{1}{\omega_{np}} = \frac{1}{2\pi f_{np}},$$

получим:

$$\alpha_f = \alpha \frac{1}{1 + jf/f_{np}} = \alpha \frac{1}{1 + j\Phi} = \alpha\dot{\beta}$$

или

$$\frac{\alpha_f}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{1 + \Phi^2}} e^{-j \operatorname{arctg} \Phi}. \tag{7}$$

Аналитическая кривая изменения для схемы фиг. 10, построенная по формуле (7), достаточно хорошо совпадает с практической кривой фиг. 5. Исключение составляет фазовый угол, который на самом деле может быть больше 90°, здесь же он не превышает 90°. Однако это обстоятельство для большинства случаев практических прикидок и расчетов не имеет существенного значения.

Из табл. 6 и 7 следует, что параметр h_{11} эквивалентного четырехполюсника равен входному сопротивлению полупроводникового триода, поэтому кривые фиг. 6 представляют собой изменение входного сопротивления $Z_{вх\,о} = r_{11} + jx_{11}$ с частотой в схеме с заземленным основанием Из кривых видно, что входное сопротивление триода в схеме с заземленным основанием на частотах, достаточно высоких, но меньших f_{np}, имеет индуктивный характер, на частотах, близких к f_{np}, оно активно и на частотах, больших f_{np}, приобретает емкостный характер. По величине $Z_{вх\,о\,макс}$ может достигать четырехкратного значения сопротивления $Z_{вх\,о}$.

В схеме с заземленным эмиттером входное сопротивление $R_{вх\,э}$ (см табл. 6) равно входному сопротивлению схемы с заземленным основанием $R_{вх\,о}$, умноженному на величину $\frac{1}{1-\alpha}$, поэтому для высоких частот

$$Z_{вх.э} = Z_{вх.о} \frac{1}{1 - \alpha_f}. \tag{8}$$

Для определения характера изменения $Z_{вх.э}$ с частотой из формулы (8) найдем:

$$\frac{1}{1-\alpha_f} = \frac{1}{1 - \frac{\alpha}{1 + j\Phi}} = \frac{1}{(1-\alpha)^2 + \Phi^2}[(1 - \alpha + \Phi^2) - j\alpha\Phi]; \tag{9}$$

$$Z_{вх.э} = (r_{11} + jx_{11})[(1 - \alpha + \Phi^2) - j\alpha\Phi]\frac{1}{(1-\alpha)^2 + \Phi^2}. \tag{10}$$

Характер $Z_{вх\,э}$, как это отмечено выше, будет зависеть от знака мнимой части сопротивления, т. е. коэффициента при j. Найдем мнимую и действительную части произведения $(r_{11}+jx_{11})[(1-\alpha+\Phi^2)-j\alpha\Phi]$ из формулы (10). Оно будет равно:

$$(1-\alpha+\Phi^2)r_{11}+\alpha x_{11}\Phi-j[r_{11}\alpha\Phi-(1-\alpha+\Phi)x_{11}].$$

При частотах Φ, меньших единицы, т. е. меньших предельной (знак x_{11} положителен) квадратная скобка имеет положительный знак, так как член $r_{11}\alpha\Phi$ для практических величин α, r_{11} и x_{11} всегда остается больше члена $(1-\alpha+\Phi^2)x_{11}$.

При частотах, больших предельной, знак x_{11} отрицателен, а следовательно, знак квадратной скобки также положителен.

Таким образом, при всех частотах знак мнимой части входного сопротивления $Z_{вх\,э}$ всегда отрицателен, т. е. оно имеет емкостный характер.

В схеме с заземленным коллектором входное сопротивление $Z_{вх\,к}$, как это видно из табл. 6, зависит от величины и характера нагрузки $R_н$ (для высоких частот $Z_н$). Оно равно $Z_н$, умноженному на величину $\frac{1}{1-\alpha_f}$, которая рассмотрена выше, и имеет отрицательный мнимый член. Следовательно, входное сопротивление при активной нагрузке $R_н$ при всех частотах будет иметь емкостный характер.

Легко понять характер входного сопротивления схемы с заземленным коллектором для общего случая $Z_н$. При $Z_н$, имеющем индуктивный характер, $Z_{вх\,к}$ будет также индуктивно при всех частотах. При $Z_н$ емкостном $Z_{вх\,к}$ может быть как емкостным, так и индуктивным в зависимости от соотношения активных и реактивных частей сопротивления нагрузки $Z_н$ и величины $\frac{1}{1-\alpha_f}$.

Таким образом, могут быть сделаны следующие выводы о поведении $Z_{вх\,о}$, $Z_{вх\,э}$ и $Z_{вх\,к}$ в зависимости от частоты:

1. В схеме с общим основанием входное сопротивление мало зависит от характера нагрузки $Z_н$. По мере возрастания частоты от нуля оно приобретает индуктивный характер; при приближении к предельной частоте делается чисто активным и достигает величины $3\div4R_{вх\,о}$; при дальнейшем увеличении частоты становится емкостным и падает по абсолютной величине.

2. В схеме с общим эммитером входное сопротивление по мере возрастания частоты падает по абсолютной величине, оставаясь все время емкостным. Здесь, так же как и в схеме с общим основанием, оно мало зависит от характера нагрузки.

3. В схеме с общим коллектором входное сопротивление зависит от характера нагрузки $Z_н$. При активной нагрузке $R_{вх.к}$ имеет емкостный характер для всех частот. При емкостной — может быть как емкостным, так и индуктивным в зависимости от соотношения величин мнимых и действительных частей, входящих в сопротивление $Z_{вх.к}$ и величину $\frac{1}{1-\alpha_f}$. При индуктивном характере $Z_н$ $Z_{вх.к}$ будет для всех частот иметь индуктивный характер. По абсолютной величине $Z_{вх.к}$ падает с увеличением частоты.

Выходное сопротивление во всех трех схемах зависит от сопротивления генератора сигнала $R_г$, как это видно из табл. 6. Для того чтобы определить сопротивление $Z_{вых}$ при любых значениях, необходимо знать выходное сопротивление при коротком замыкании и при холостом ходе со стороны входа схемы. Можно использовать для этого параметры эквивалентного четырехполюсника h_{22} и y_{22}. Первый параметр представляет собой выходную проводимость при разомкнутой входной цепи (холостой ход), а второй — выходную проводимость при замкнутой входной цепи (короткое замыкание). Тогда может быть составлена таблица выходных сопротивлений холостого хода и короткого замыкания для всех трех схем включения (табл. 9).

Сопротивление $r_к$ в табл. 9 заменено на $z_к$ и α на α_f, поскольку обе эти величины зависят от частоты, где

$$h_{11}=r_э+r_o(1-\alpha_f)=r_{11}+jx_{11};\quad \alpha_f=\frac{\alpha}{1+j\Phi};$$

$$z_к=\frac{1}{h_{22}}=\frac{1}{g_{22}+jx_{22}};\quad x_{22}=\omega C_{22}=\omega C_к. \qquad (11)$$

Преобразуем величины $\frac{h_{11}}{h_{11}+\alpha_f r_o}$; $1-\alpha_f$ и $z_к$:

$$\frac{h_{11}}{h_{11}+\alpha_f r_o}=\frac{(r_{11}-\Phi x_{11})(r_{11}+\alpha r_o-\Phi x_{11}+\Phi r_{11})}{(r_{11}+\alpha r_o-\Phi x_{11})^2+(x_{11}+\Phi r_{11})^2}+$$

$$+j\frac{(x_{11}+\Phi r_{11})\,\alpha r_o}{(r_{11}+\alpha r_o-\Phi x_{11})^2+(x_{11}+\Phi r_{11})^2}=A+jB, \qquad (12)$$

Таблица 9

Выходные сопротивления холостого хода и короткого замыкания

Схема	$Z_{вых} = \frac{1}{h_{22}}$ при $i_{вх} = 0$	$Z_{вых} = \frac{1}{y_{22}}$ при $u_{вх} = 0$
Общее основание	$z_к$	$\frac{h_{11}}{h_{11} + \alpha_f r_o} z_к$.
Общий эмиттер	$(1 - \alpha_f) z_к$	$\frac{h_{11}}{h_{11} + \alpha_f r_o} z_к$
Общий коллектор	$(1 - \alpha_f) z_к$	h_{11}

величины A и B при всех значениях и при любом знаке (см. фиг. 6) всегда положительны:

$$1 - \alpha_f = \frac{1 - \alpha + \Phi^2}{1 + \Phi^2} + j\frac{\alpha\Phi}{1 + \Phi^2} = C + jD; \tag{13}$$

величины C и D всегда положительны. В реальном полупроводниковом триоде при $\Phi > 0{,}01$

$$g_{22}^2 \ll x_{22}^2,$$

откуда

$$z_к \cong -j\frac{1}{\omega C_{22}} = -jE. \tag{14}$$

Подставляя в табл. 9 для $Z_{вых}$ значения A, B, C, D и E, получим выражения, показывающие характер выходных сопротивлений полупроводникового триода.

На основании изложенного могут быть сделаны два основных вывода о поведении выходного сопротивления $Z_{вых}$ в зависимости от частоты:

1. Для схем с заземленным основанием и с заземленным эмиттером выходное сопротивление триода на всех часто-

тах (независимо от сопротивления генератора $R_г$) носит емкостный характер.

2. Для схемы с заземленным коллектором поведение $Z_{вых.к}$ несколько сложнее. При коротком замыкании входа $Z_{вых.к}$ имеет индуктивный участок до частоты $f_{пр}$, при частотах же выше $f_{пр}$ оно имеет емкостный характер. По мере увеличения сопротивления индуктивный участок сокращается и возрастает емкостный участок. В пределе при холостом ходе ($R_г = \infty$) сопротивление схемы с заземленным коллектором становится при возрастании частоты чисто емкостным.

Приведенные соображения о поведении входного и выходного сопротивления полупроводникового триода следует иметь в виду при выборе той или иной схемы, а также при конструировании, наладке и регулировке приборов с применением полупроводниковых триодов.

Для вычисления величин входного и выходного сопротивлений $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$, а также коэффициентов усиления по току, напряжению и мощности, т. е. K_i, K_u и K_p, для любых частот на фиг. 11 — 13 приводятся графики коэффициентов β, γ и ψ поправки на частоту, полученные на основании результатов измерения h-параметров (графики фиг. 5 — 8) и вычислений по формулам табл. 5.

Графики фиг. 12 даны только для двух основных схем, так как схема с общим коллектором обычно применяется для согласования сопротивлений; на выходе такой схемы в большинстве случаев ставится очень малое сопротивление $Z_н$, поэтому зависимость выходного сопротивления схемы от частоты и его величина определяются $Z_н$, которое для практических целей можно считать равным нулю.

Поправочные коэффициенты β, γ и ψ могут быть введены в таблицу формул для вычисления входных и выходных сопротивлений и коэффициентов усиления на низких частотах, тогда будет получена табл. 10, дающая возможность приблизительно рассчитать схему на плоскостных триодах для любых частот как меньших, так и больших $f_{пр}$.

Однако подавляющий процент случаев использования полупроводниковых триодов падает на участок частот, ограниченный предельной частотой $f_{пр}$, т. е. до $\Phi = f/f_{пр} = 1$.

Для этого диапазона частот может быть принят ряд упрощающих предположений и взамен табл. 10 может

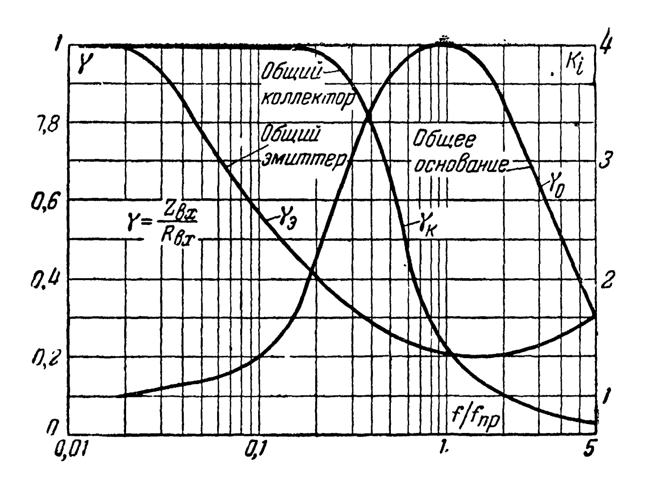
Таблица 10

Приближенные формулы для расчета схем на кристаллических триодах при любых частотах и малых сигналах

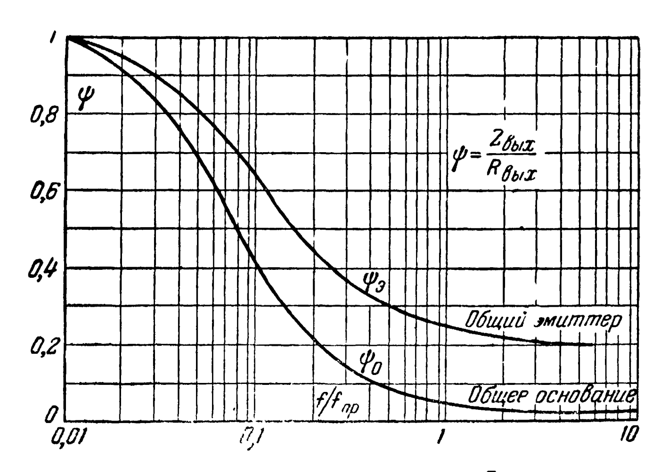
Схема	$Z_{вх}$	$Z_{вых}$	K_i	K_u
Общее основание	$[r_э + r_о(1-\alpha)]\gamma_о$	$r_к \dfrac{r_э + r_о(1-\alpha) + R_г}{r_э + r_о + R_г}\varphi_о$	$\alpha\beta$	$\dfrac{\alpha\beta R_н}{[r_э + r_о(1-\alpha)]\gamma_о}$
Общий эмиттер	$\left(r_о + \dfrac{r_э}{1-\alpha}\right)\gamma_э$	$\left[r_к(1-\alpha) + r_э \dfrac{\alpha r_к + R_г}{r_э + r_о + R_г}\right]\varphi_э$	$\dfrac{\alpha\beta}{1-\alpha\beta}$	$\dfrac{-\alpha\beta R_н}{[r_э + r_о(1-\alpha)]\gamma_э}$
Общий коллектор	$\dfrac{R_н}{1-\alpha}\gamma_к$	$[r_э + r_о(1-\alpha)]\gamma_о + (1-\alpha\beta)R_г$	$\dfrac{1}{1-\alpha\beta}$	1

$$\gamma_о = \frac{Z_{вх.\,о}}{R_{вх.\,о}};\quad \gamma_э = \frac{Z_{вх.\,э}}{R_{вх.\,э}};\quad \gamma_к = \frac{Z_{вх.\,к}}{R_{вх.\,к}};\quad \varphi_э = \frac{Z_{вых.\,э}}{R_{вых.\,э}};\quad \varphi_о = \frac{Z_{вых.\,о}}{R_{вых.\,о}};\qquad r_э \ll r_к(1-\beta\alpha);\ r_о \ll r_к;$$

$$r_э \ll R_н \ll r_к(1-\alpha\beta);\quad R_г \ll r_к;\qquad \beta = \frac{1}{\sqrt{1+\Phi^2}};\quad \dot{\beta} = \frac{1}{1+j\Phi};\ \Phi = f/f_{пр}.$$



Фиг. 11. График изменения коэффициента $\gamma = \frac{Z_{вых}}{R_{вых}}$ в зависимости от величины $f/f_{пр}$ для трех схем включения маломощного плоскостного триода.

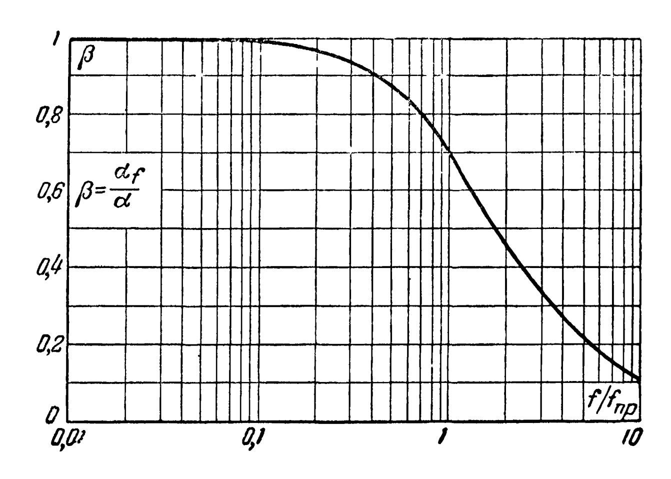


Фиг. 12. График изменения коэффициента $\gamma = \frac{Z_{вх}}{R_{вх}}$ в зависимости от величины $f/f_{пр}$ для схемы с общим основанием и схемы с общим эмиттером.

быть получена новая табл. 11, которая хотя и имеет ограниченное применение (только до частоты $f_{пр}$), но охватывает большинство практических случаев применения триодов и, что особенно важно, применима как для плоскостных, так и для точечных триодов.

Итак, примем теперь следующие упрощения.

Измерения показывают, что действие емкостей $C_{э\,к}$, $C_{э\,о}$ и $C_{к\,о}$ на частотах ниже $f_{пр}$ незначительно по сравнению с емкостью $C_к$.



Фиг. 13. График изменения коэффициента $\beta = \frac{\alpha_f}{\alpha}$ в зависимости от величины $f/f_{пр}$.

Примем далее, что параметр $r_э$ в первом приближении в указанном диапазоне частот не зависит от частоты. В самом деле: $r_э = h_{11} - r_o(1-\alpha)$. Слагаемые h_{11} и $r_o(1-\alpha)$, как это видно из графиков фиг. 5 и 6, так растут с частотой, что разность их, равная r_o, остается примерно постоянной (как было отмечено, r_o почти не зависит от частоты) до частоты $f_{пр}$.

Кроме того, как показывают исследования, действие второго вида обратной связи (см. стр. 22) незначительно.

Таким образом, в результате всех этих предположений может быть получена эквивалентная схема полупроводникового триода, приведенная на фиг. 14.

Таблица 11

Приближенные формулы для расчетов K_i и K_u и определения характера входного и выходного сопротивлений $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$, а также угла сдвига фаз между токами или напряжениями на входе и выходе схемы с кристаллическим триодом для частот, не превышающих предельную, и малых сигналов

Схема	$Z_{вх}$	$Z_{вых}$	K_i	K_u
Общее основание	$r_э + r_о(1-\dot\beta\alpha)$	$r_к\dot\rho\dfrac{r_э + r_о(1-\dot\beta\alpha)+R_г}{r_э+r_о+R_г}$	$\dot\beta\alpha$	$\dfrac{\dot\beta\alpha R_н}{r_э+r_о(1-\dot\beta\alpha)}$
Общий эмиттер	$r_о+\dfrac{r_э}{1-\dot\beta\alpha}$	$r_к\dot\rho(1-\dot\beta\alpha)+r_э\dfrac{\alpha\beta\dot\rho r_к+R_г}{r_э+r_о+R_г}$	$\dfrac{\dot\beta\alpha}{1-\dot\beta\alpha}$	$-\dfrac{\dot\beta\alpha R_н}{r_э+r_о(1-\dot\beta\alpha)}$
Общий коллектор	$\dfrac{R_н}{1-\dot\beta\alpha}$	$r_э+(r_о+R_г)(1-\dot\beta\alpha)$	$\dfrac{1}{1-\dot\beta\alpha}$	1

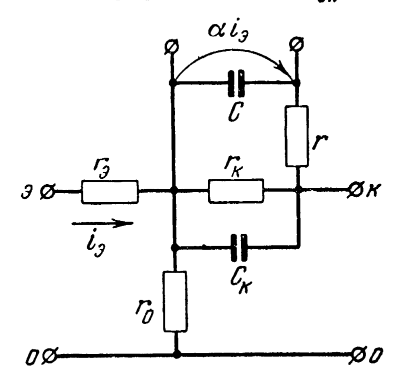
$$\beta=\frac{1}{1+j\Phi};\ \beta=\frac{1}{\sqrt{1+\Phi^2}};\ \dot\rho=\frac{1}{1+j\varepsilon\Phi};\ \rho=\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2\Phi^2}};\ \varepsilon=r_к 2\pi f_{пр}C_к;\ r_э\ll r_к\rho(1-\beta\alpha);\ r_о\ll r_к\rho.$$

$$r_э\ll R_н\ll\rho r_к(1-\beta\alpha);\ R_г\ll r_к\rho;\ f_{пр}>f>0;\ \Phi=f/f_{пр}.$$

В этой схеме параметры $r_э$, $r_к$ и r_0 являются низкочастотными и не зависящими от частоты в широком диапазоне частот.

Частотные же свойства схемы определяются емкостью $C_к$ и цепочкой rc, аппроксимирующей кривую изменения параметра $h_{21} = -\alpha$ с частотой и учитывающей прямой диффузионный процесс.

Теперь опять обратимся к табл. 7 низкочастотных параметров. Из таблицы видно, что в формулы для $Z_{вх}$, K_i и K_u входит только один частотно зависимый коэффициент, а именно коэффициент α. Поэтому, заменив его в соответствии со схемой фиг. 10 на $\dot{\alpha}_f = \frac{\alpha}{1 + j\Phi} = \dot{\beta}\alpha$ или $\alpha_f = \frac{1}{\sqrt{1 + \Phi^2}} = \beta\alpha$, получим формулы $Z_{вх}$, K_i и K_u с поправкой β или $\dot{\beta}$, учитывающей частотные изменения.



Фиг. 14. Упрощенная эквивалентная схема полупроводникового триода для частот, не превышающих $f_{пр}$.

В формулы для $Z_{вых}$ входит сопротивление $r_к$, параллельно которому подключена емкость $C_к$. Поэтому в табл. 7, кроме внесения α_f, необходимо еще внести вместо $r_к$ комплексную величину $\dot{r}_{кf} = \frac{r_к}{1 + j\varepsilon\Phi} = \dot{\rho} r_к$, или $r_{кf} = \frac{r_к}{\sqrt{1 + \varepsilon^2\Phi^2}} = \rho r_к$, где $\Phi = f/f_{пр}$, ε — отношение активного сопротивления цепи коллектора к реактивному на предельной частоте, т. е. $\varepsilon = r_к 2\pi f_{пр} C_к$.

Таким образом, внесение в табл. 7 величин $\dot{\beta}$ и $\dot{\rho}$ дает возможность составить табл. 11, соответствующую упрощенной эквивалентной схеме фиг. 14.

Табл. 11 применима как для точечных, так и для плоскостных триодов и дает возможность определять модули $Z_{вх}$; $Z_{вых}$ и K, активную и реактивную составляющие $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$, а также углы сдвига фаз между входными и выходными токами или напряжениями. В зависимости от того,

что необходимо определить, в таблицу подставляются либо коэффициенты $\dot{\beta}$ и $\dot{\rho}$, либо коэффициенты β и ρ.

Для быстрого определения характера $Z_{вх}$, а также сдвига между входным и выходным токами или напряжениями необходимо знать знаки мнимой части выражений, содержащих величину $\dot{\beta}$, т. е. множителей $\dot{\beta}\alpha$, $1-\dot{\beta}\alpha$ и $\frac{1}{1-\dot{\beta}\alpha}$, входящих в формулы табл. 11. Первый и третий множители имеют отрицательные знаки мнимой части, а второй—положительный знак (см. стр. 24 и 27). Следовательно, на частотах, меньших предельной, входное сопротивление в схеме с общим основанием имеет индуктивный характер, а в других схемах—емкостный, что совпадает с выводами, полученными ранее (см. стр. 26). Таким же способом определяются и углы сдвига между токами или напряжениями на входе и на выходе (величины K_i и K_u в табл. 11).

По формулам табл. 11 построены кривые фиг. 15 и 16 для K_i и K_u. На эти же графики нанесены экспериментальные кривые для точечного триода С1Д при $R_н=3,3$ *ком.*

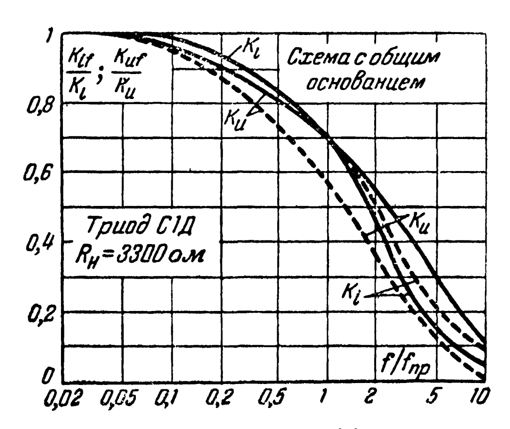
До частоты $f_{пр}$ совпадение экспериментальных и теоретических кривых довольно хорошее, далее расхождения возрастают. Из кривых также следует, что схема с заземленным основанием имеет меньший частотный завал, т. е. более широкополосна, чем схема с заземленным эмиттером.

Таким образом, в заключение могут быть даны следующие рекомендации по пользованию табл. 10 и 11, необходимыми для расчетов схем на плоскостных и точечных триодах:

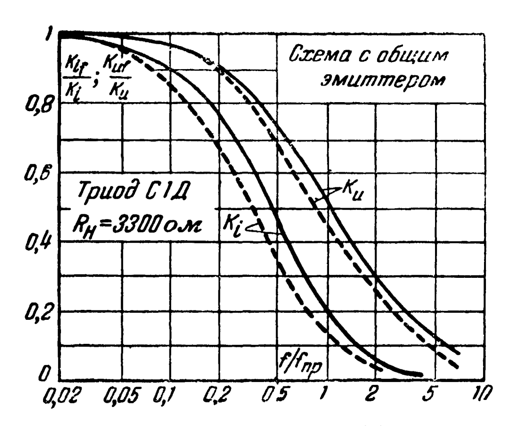
1. Табл. 10 следует применять только для расчетов схем на плоскостных триодах, когда требуются более точные результаты или когда рабочие частоты превышают предельную частоту триода. Для расчетов схем на точечных триодах эта таблица непригодна.

2. Табл. 11 можно применять для расчетов схем на плоскостных триодах, когда требуется получить более быстро и менее точные результаты и для точечных триодов. В последнем случае следует иметь в виду, что параметр $r_{кf}$ следует заменить на $r_к$, так как емкость $C_к$ точечных триодов мала и ее влияние на частотах, меньших $f_{пр}$, незначительно.

3. Табл. 11 следует применять для обоих типов триодов тогда, когда необходимо быстро определить характер $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$ на какой-либо из частот, их активные и реактивные составляющие, или их модули, а также когда



Фиг. 15. Кривые зависимости коэффициентов усиления по току K_i и по напряжению K_u для точечного триода С1Д в схеме с общим основанием (пунктиром показаны расчетные, а сплошными линиями экспериментальные кривые).



Фиг. 16. Кривые зависимости коэффициентов усиления по току K_i и по напряжению K_u для точечного триода С1Д в схеме с общим эмиттером (пунктиром показаны расчетные, а сплошными линиями экспериментальные кривые).

требуется определить углы сдвига фаз между входным и выходным токами или напряжениями.

4. Табл. 11 может дать большую ошибку, если формулы ее применять для частот, превышающих f_{np}.

4. Зависимость параметров схемы от режима питания

Как показывают измерения, параметры триода сильно зависят от режима питания, т. е. от постоянного смещения по эмиттеру $I_э$ и постоянного напряжения на коллекторе $U_к$.

В табл. 12 приводятся коэффициенты, показывающие, во сколько раз изменяется соответствующий h-параметр при возрастании $I_э$ в 100 раз и $U_к$ в 50 раз. В таблицу внесены данные, полученные путем измерений h-параметров плоскостного триода типа p-n-p в схеме с общим основанием.

Из этой таблицы следует, что изменения параметров тем больше, чем больше изменение тока $I_э$ и наиболее резки при изменении малых напряжений $U_к$. Наиболее „чувствителен" к изменениям режима параметр $h_{22} \approx \frac{1}{r_к}$, а наименее—параметр $h_{21} = -\alpha$. Однако следует иметь в виду, что таблица составлена с целью получения общих рекомендаций по выбору режима триода и содержит грубые данные, показывающие лишь приблизительно ход зависимости h-параметров от режима, поэтому малые изменения h_{21}, не отраженные в таблице, но на самом деле имеющие место, могут дать довольно значительные изменения величины $\beta = -\frac{h_{21}}{1 + h_{21}}$ (например, увеличение вдвое при возрастании $U_к$ с -15 до -50 *в*), т. е. коэффициента усиления по току для схемы с общим эмиттером.

Для практических рекомендаций по выбору наивыгоднейшего режима для данной конкретной схемы необходимо прежде всего знать, как ведут себя параметры схемы в зависимости от режима по коллектору и по эмиттеру. Для этого дается табл. 13, в которой указанные параметры выражены через h-параметры, замеренные в схеме с общим основанием.

При помощи табл. 12 и 13 можно сделать некоторые выводы и рекомендации по установлению режима по эмиттеру и по коллектору, т. е. тока $I_э$ и напряжения $U_к$ в каж-

Таблица 12

Коэффициенты, показывающие изменение h-параметров при возрастании тока эмиттера $I_э$ в 100 раз и напряжении коллектора $U_к$ в 50 раз для плоскостного триода типа p-n-p

Параметр	Возрастание $I_э$		Возрастание $U_э$	
	От 0,1 до 1 *ма*	От 0,1 до 10 *ма*	От — 1 до — 15 *в*	От — 15 до — 50 *в*
h_{12}	↑ 1,4÷1,5	↑ 3÷4	↓ 4	↑ 2,5
h_{11}	↓ 5÷6	↓ 18÷20	1	1
h_{21}	1	1	1	1
h_{22}	↑ 2,4÷2,6	↑ 18÷20	↓ 4	↑ 2,5

↑ — возрастание h-параметра; ↓ — убывание h-параметра.

Таблица 13

Формулы для расчета параметров схемы на плоскостном триоде, содержащих только h-параметры, измеренные для схемы с общим основанием

Схема	$Z_{вх}$	$Z_{вых}$		K_i	K_u
		$R_г \gg Z_{вх}$	$R_г \ll Z_{вх}$		
Общее основание	h_{11}	$\frac{1}{h_{22}}$	$\frac{1}{h_{22}}\tau$	$-h_{21}$	$-\frac{h_{21}}{h_{11}}R_н$
Общий эмиттер	$\frac{h_{11}}{1+h_{21}}$	$\frac{1}{h_{22}}(1+h_{21})$	$\frac{1}{h_{22}}\tau$	$-\frac{h_{21}}{1+h_{21}}$	$\frac{h_{21}}{h_{11}}R_н$
Общий коллектор	$\frac{R_н}{1+h_{21}}$	$\frac{1}{h_{22}}(1+h_{21})$	h_{11}	$\frac{1}{1+h_{21}}$	1

$$r_э \ll r_к(1-\alpha);\ r_о \ll r_к;\ r_э \ll R_н \ll r_к(1-\alpha);\ R_г \ll r_к;$$

$$h_{11} = r_э + r_о(1-\alpha);\ h_{22} = \frac{1}{r_к};\ h_{21} = -\alpha;\ \tau = \frac{1}{1-\frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22}}}.$$

дом конкретном фактическом случае. Для этого разберемся, как влияют изменения $I_э$ и $U_к$ на параметры схемы.

Входное сопротивление $Z_{вх}$ не зависит от напряжения $U_к$ и сильно зависит от тока $I_э$. В схемах с общим эмиттером и основанием оно при увеличении тока $I_э$ падает. Это падение может достигать 18—20 раз при возрастании тока в 100 раз и 5—6 раз при возрастании тока в 10 раз. В схеме с общим коллектором входное сопротивление не зависит от тока эмиттера.

Как было отмечено выше, выходное сопротивление $R_{вых}$ сильно зависит от сопротивления генератора сигнала $R_г$, поэтому в табл. 13 даны формулы для двух его крайний значений, близких к режимам при разомкнутом и короткозамкнутом входе, соответственно для $R_г \gg Z_{вх}$ и $R_г \ll Z_{вх}$.

Выходное сопротивление для условий $R_г \gg Z_{вх}$ при увеличении тока $I_э$ (при $U_к = \text{const}$) падает во всех трех схемах. Оно может уменьшиться в 18—20 раз при изменении тока от 0,1 до 10 *ма*. При увеличении $U_к$ (при $I_э = \text{const}$) выходное сопротивление несколько возрастает (в 1,5—2 раза).

Изменение выходного сопротивления с режимом для условий $R_г \ll Z_{вх}$ установить затруднительно, так как, кроме величины $\frac{1}{h_{22}}$, в формулы входит и величина τ, зависимости которых от режима противоположны. Поэтому $Z_{вых}$ может как увеличиваться, так и уменьшаться при одних и тех же изменениях $I_э$ и $U_к$ в зависимости от конкретных соотношений между величинами h_{11}, h_{22}, h_{21} и h_{12}. Поскольку нельзя однозначно установить поведение $Z_{вых}$ от режима при крайнем его значении, то нельзя сказать, как будет изменяться $Z_{вых}$ при различных $R_г$.

Учитывая, что в большинстве случаев, имеющих место на практике, $Z_{вых}$ определяется нагрузкой $Z_н$, т. е. соблюдаются условия $Z_н \ll Z_{вых}$, будем считать, что в первом приближении $Z_{вых}$ не зависит от режима. Для тех случаев, когда все же потребуется учесть эту зависимость, следует измерить h-параметры при соответствующих нескольких конкретных значениях $I_э$ и $U_к$ для конкретной схемы и при

помощи формулы табл. 5 вычислить $Z_{вых}$ для данного и различных режимов.

Коэффициент усиления по току K_i для всех трех схем почти не зависит от режима. Но, как было сказано, могут быть случаи (при α, близком к единице), когда при возрастании напряжения $U_к$ в схемах с общим эмиттером и коллектором может наблюдаться возрастание K_i в 2 раза и более.

Коэффициент усиления по напряжению K_u во всех трех схемах не зависит от напряжения $U_к$ и зависит от тока $I_э$. Он возрастает при увеличении тока эмиттера в схемах с общим основанием и эмиттером. В схеме с общим коллектором K_u не зависит от тока эмиттера.

Коэффициент усиления по мощности K_p, равный произведению $K_i K_u$, не зависит от режима для схемы с общим коллектором. Для схем с общим эмиттером и основанием K_p возрастает при увеличении тока $I_э$ и не меняется с изменением $U_к$.

Мы рассмотрели влияние режима на параметры схемы при низких частотах. При высоких частотах режим будет сказываться на параметры схемы по-другому. В основном изменится влияние напряжения на коллекторе $U_к$. Дело в том, что на высоких частотах начинает сказываться действие емкости $C_к$ (см. схему фиг. 14), величина которой сильно меняется в зависимости от напряжения $U_к$. Так, для маломощного триода типа *p-n-p* при изменении $U_к$ от — 1 до — 50 *в* емкость $C_к$ уменьшается в 6—8 раз.

Из всего изложенного могут быть сделаны следующие краткие выводы:

1. Изменения режима по эмиттеру и коллектору почти не оказывают влияния на параметры схемы с общим коллектором. Поэтому при выборе режима на низких частотах здесь необходимо руководствоваться соображениями максимальной экономии источников питания.

2. Изменения режима по эмиттеру и по коллектору одинаково влияют на параметры схем с общим эмиттером и основанием.

Увеличение $I_э$ дает возрастание $Z_{вх}$, K_u и K_p и может дать уменьшение $Z_{вых}$ (при $R_г \gg Z_{вх}$). Изменения $I_э$ не оказывают влияния на параметр K_i.

Увеличение $U_к$ может дать возрастание K_i и K_u (при α, близком к единице), а также возрастание $Z_{вых}$ (при $R_г \gg Z_{вх}$). Изменения $U_к$ не оказывают влияния на параметры K_u и $Z_{вх}$.

Поэтому здесь выгодным является увеличение тока $I_э$ (не выше рекомендованного в паспорте триода) и в некоторых случаях (это решается экспериментально) увеличение напряжения.

3. Изменения режима по эмиттеру и по коллектору оказывают также сильное влияние на параметры схемы и на высоких частотах. На некоторые параметры влияние режима уменьшается с ростом частоты, а на некоторые— несколько возрастает. Но особенно резко может сократиться полоса пропускаемых частот при снижении напряжения на коллекторе. Поэтому в случае работы триода на высоких частотах полезно повышать напряжение $U_к$ для любой из схем.

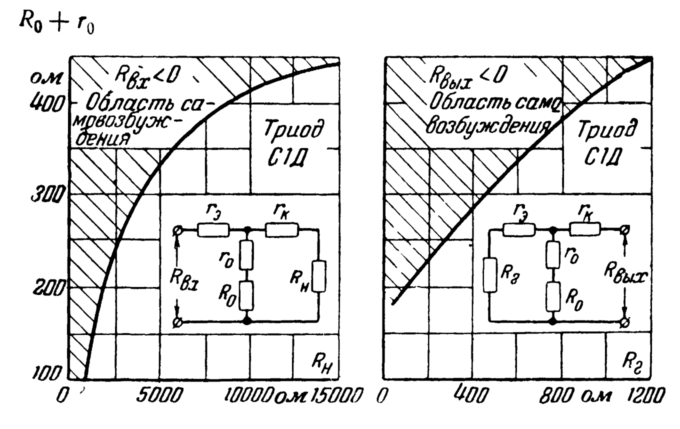
Приведенные выше соображения дают возможность конструктору определить, в каком направлении следует вести эксперимент, чтобы получить наивыгоднейший для конкретного случая режим питания схемы на полупроводниковом триоде.

5. Устойчивость работы триода

На стр. 22 было упомянуто о трех видах обратных связей, существующих в полупроводниковом триоде. Здесь следует упомянуть еще об одном виде, который проявляет себя независимо от частоты и только в триодах точечного типа. Дело в том, что токи эмиттера и коллектора протекают в противоположных направлениях по общему для них сопротивлению, а именно по сопротивлению основания. Устройство точечного триода таково, что коэффициент усиления по току α в таком триоде обычно превышает единицу. Тогда напряжение, выделяющееся на сопротивлении r_o, равное $r_o(i_э - i_к) = i_э r_o (1-\alpha)$ меняет знак на обратный и начинает действовать в той же фазе, что и приложенное входное напряжения, т. е. появляется положительная обратная связь. В зависимости от схемы, в которой работает триод, могут быть получены гармонические или релаксационные колебания, и триод перестает работать как усилитель

Из формул табл. 6 следует, что при $\alpha > 1$ и $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$ становятся отрицательными в зависимости от соотношения величин.

На основании формул этой таблицы для триода С1Д составлены кривые, приведенные на фиг. 17. Кривые характеризуют области устойчивой работы триода в зависимости от нагрузки $R_н$ или сопротивления генератора $R_г$ и суммарного сопротивления основания, состоящего из собственного сопротивления r_o и внешнего сопротивления R_o, включаемого в цепь основания.



Фиг. 17. Допустимые величины сопротивления $R_o + r_o$ для устойчивой работы точечного триода С1Д (R_o — сопротивление в цепи основания).

Из кривых следует, что включение любого дополнительного сопротивления в основание, превышающего величину допустимого при данном $R_н$ или $R_г$, может нарушить устойчивость схемы. Может быть сделан и обратный вывод: чем меньше внешнее сопротивление в основании, тем шире диапазон применяемых сопротивлений $R_н$ и $R_г$. Более жесткие ограничения, как это видно из кривых, должны быть для $Z_{вх}$, чем для $Z_{вых}$. Так, величина $r_o + R_o$ для триода С1Д не должна превышать 200—250 *ом*.

Совершенно естественно, что точечный триод в схемах с общим эмиттером и коллектором склонен к самовозбуждению, так как в цепь основания включается последовательно дополнительное сопротивление источника сигнала, сужающее область устойчивой работы.

Таким образом, может быть сделан практически важный вывод. Точечные триоды можно использовать в качестве усилителей по преимуществу только в схеме с общим основанием. Использование их в двух других схемах возможно в ограниченном числе случаев, когда создаются условия устойчивой работы, данные графиками фиг. 17.

Если в качестве дополнительного сопротивления в основание ввести дроссель, то свойство увеличения сопротивления $Z_{вх}$ или $Z_{вых}$ по мере увеличения с частотой сопротивления $r_o + j\omega L_{др}$ может быть использовано в качестве метода коррекции и расширения частотной характеристики. Как будет видно ниже, этот простой способ коррекции, который невозможно осуществить в ламповой технике, с успехом применен в видеоусилителе телевизора на полупроводниковых триодах.

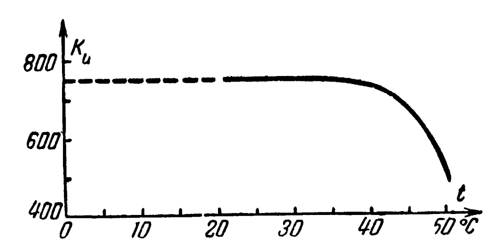
6. Зависимость параметров от температуры

При применении полупроводниковых триодов в радиотехнической аппаратуре приходится считаться с зависимостью их параметров от температуры окружающей среды. В области отрицательных температур параметры кристаллических триодов изменяются относительно мало, и современные типы триодов позволяют работать до температур —50 ÷ —60° С. В области положительных температур могут наблюдаться значительные изменения параметров. Большинство существующих типов полупроводниковых триодов, выполненных с применением германия, позволяет осуществлять схемы, работающие до температур 60° С, и только отдельные типы позволяют работать при температурах до 85—90° С.

При повышении температуры особенно заметно уменьшается сопротивление коллектора $r_к$ и увеличивается начальный ток коллектора $I_{к\,о}$ (ток при разомкнутой цепи эмиттера). В несколько меньшей степени изменяется в сторону уменьшения коэффициент усиления по току α и значение входных сопротивлений. Может уменьшаться и значение предельной частоты усиления. Изменение параметров триода определяется тем, что при повышении температуры увеличивается количество свободных дырок и электронов, оторвавшихся от своих атомов, доля примесной проводимости падает, а запорный слой обедняется электронами и дырками. После определенной температуры триод теряет свои усилительные свойства.

Однако и до достижения этого предела параметры триодов могут заметно меняться с ростом температуры. Величина изменений зависит от типа применяемого триода. Изменение начального тока коллектора для триодов типа *p-n-p* может доходить до величины около 10% на 1° С до температур 40—45° С и приобретает еще более резкий характер при более высоких температурах. Это свойство полупроводниковых триодов делает часто необходимым принятие специальных мер, обеспечивающих температурную стабильность усилительных схем.

Кремниевые триоды в значительной степени свободны от указанного недостатка. Применение кремния позволяет по-



Фиг. 18. Зависимость коэффициента усиления по напряжению двухкаскадного усилителя с триодами П2 от температуры окружающей среды.

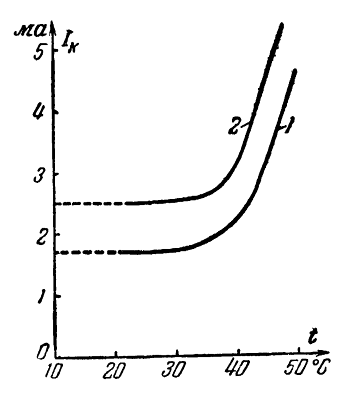
Напряжение источника питания 29 *в*, напряжение на входе 10 *мв*, частота 5 *кгц*

лучить кристаллические триоды, сравнительно мало меняющие свои параметры до температур 100—130° С, что значительно выше температур, на которые рассчитаны современная радиоприемная аппаратура и ее детали. Однако другие показатели кремниевых триодов пока ниже, чем у германиевых, и выпуск их не имеет еще такого массового характера.

Наиболее устойчивой при изменениях температуры оказывается схема с заземленным коллектором и наименее устойчивой схема с заземленным эмиттером.

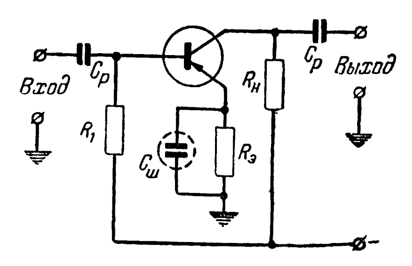
На фиг. 18 и 19 приведены кривые зависимости коэффициента усиления и значений токов коллектора полупроводниковых триодов от температуры. Эти кривые сняты с двухкаскадного усилителя переменного тока на триодах П2, выполненного по схеме с заземленными эмиттерами без особых мер для температурной компенсации. Как видно из кривых, коэффициент усиления после температуры +45° С начинает заметно падать и резко растет ток коллектора.

В усилителях постоянного тока, где режимы отдельных каскадов связаны друг с другом, влияние температуры может оказаться еще более сильным. В усилителях переменного тока методы температурной стабилизации параметров усилителя сводятся к стабилизации усиления отдельных каскадов. Полезным также является охват всего усилителя отрицательной обратной связью, стабилизирующей общий коэффициент усиления как при изменении температуры, так и при колебаниях напряжения источников питания.



Фиг. 19 Зависимость токов потребления полупроводниковых триодов П2, работающих в двухкаскадном усилителе по схеме с общим эмиттером, от температуры.

1 — для перрого каскада; 2 — для второго каскада.



Фиг 20. Простейшая схема температурной стабилизации.

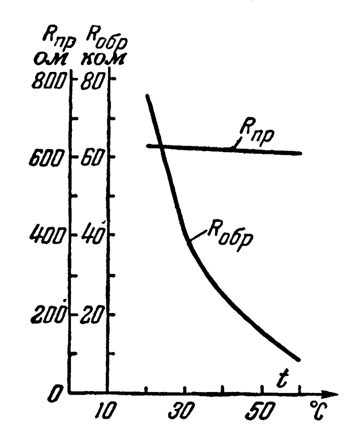
Стабилизация усиления каскада может быть произведена выбором надлежащих данных схемы, обеспечивающих сохранение режима усилителя по постоянному току при росте начального тока коллектора $i_{к\,о}$ с повышением температуры.

Температурную стабильность каскада по схеме с заземленным эмиттером можно повысить, вводя отрицательную обратную связь по постоянному току. На схеме фиг. 20 для этой цели в цепь эмиттера введено сопротивление $R_э$, которое для сохранения усиления каскада по переменному току шунтируется достаточно большой емкостью $C_ш$.

Величина $R_э$ зависит от типа применяемого триода, значения сопротивления нагрузки коллектора и диапазона температур, в котором работает усилитель. Она берется в пределах $20 \div 30\%$ от значения $R_к$.

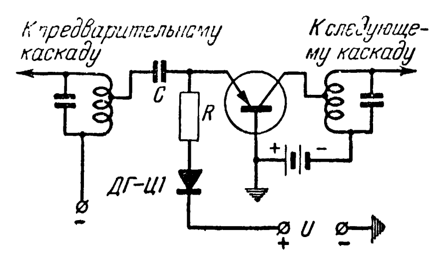
Влияние изменения $i_{к.о}$ с ростом температуры на общий ток коллектора будет тем меньше, чем больше значение на-

чального тока основания. Поэтому в ряде случаев выгодно с точки зрения температурной стабилизации работать с увеличенным начальным током основания. Однако это приведет к увеличению потребляемой триодом мощности и, кроме того, в ряде случаев затруднено тем, что выбор начального тока основания производится по условию получения наименьших нелинейных искажений при максимальной выходной мощности.



Фиг. 21. Зависимость величин прямого и обратного сопротивлений диода ДГ-Ц1 от температуры.

Некоторое повышение температурной стабильности уси-



Фиг. 22. Принцип температурной стабилизации с использованием германиевого диода.

лителя по схеме с заземленным эмиттером может дать использование потенциометра для обеспечения смещения основания вместо одиночного сопротивления, включенного между «минусом» источника и основанием. Один из способов температурной стабилизации заключается в применении элементов, изменяющих свое сопротивление с ростом температуры по подходящему закону. На фиг. 21 дана кривая температурной зависимости прямого и обратного сопротивлений германиевого диода ДГ-Ц1. Как видно из этой кривой, в диапазоне температур от 20 до 40° С обратное сопротивление диода меняется в десятки раз.

Схема стабилизации с использованием обратного сопротивления германиевого диода приведена на фиг. 22. Здесь положительное смещение на эмиттере зависит от величины обратного сопротивления диода и увеличивается с ростом температуры. Если первоначальный режим триода подобран так, чтобы при увеличении смещения усиление росло, то можно добиться известного постоянства усиления до температур +50° С Подбором величин сопротивления *R* и на-

пряжения и можно найти наиболее выгодные условия температурной стабилизации.

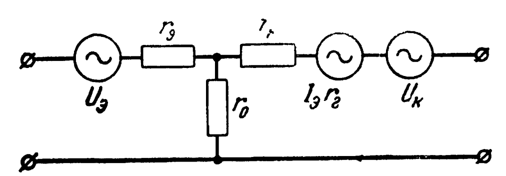
В телевизионных и радиовещательных приемниках требования постоянства усиления не являются очень строгими, так как обычно усилители имеют запас чувствительности по отношению к нормам, сформулированным в технических требованиях.

Замена ламп полупроводниковыми триодами значительно облегчает температурный режим приемника. Поэтому в ряде случаев от специальных мер температурной стабилизации можно отказаться.

7. Шумы

При выполнении многокаскадных высокочувствительных усилителей на полупроводниковых триодах приходится считаться с наличием собственного шума во входных каскадах.

На фиг. 23 приведена эквивалентная схема усилителя, в которую введены условные генераторы-источники шумов.



Фиг. 23. Эквивалентная схема полупроводникового триода с учетом напряжений собственных шумов.

Здесь $U_в$ — напряжение шумов от источника в цепи эмиттера, а $U_к$ — напряжение шумов от источника в цепи коллектора. По ряду исследований для частоты 1 000 *гц* при полосе пропускания усилителя в 1 *гц* величина $U_э$ для точечного триода равна около 1 *мкв*, а $U_к$ — около 100 *мкв*.

Собственные шумы низкочастотного характера особенно сказываются в точечных полупроводниковых триодах, где они в значительной степени вызываются наличием точечных контактов. Величина напряжения шумов для плоскостных триодов в десятки раз меньше, чем для точечных триодов.

Распределение мощности шумов по частоте может быть определено из приближенного выражения

$$P_ш \approx \frac{K}{f},$$

где K — коэффициент, характеризующий мощность шумов при частоте 1 *гц*; f — частота.

Мощность шумов значительно понижается на высоких частотах. Для полосы частот общее значение мощности шумов может быть определено из выражения

$$P_ш = K \ln \frac{f_2}{f_1},$$

где f_2 и f_1 — граничные частоты полосы пропускания.

Ввиду значительной частотной зависимости принято характеризовать уровень шумов на частоте 1 000 *гц* при полосе пропускания усилителя в 1 *гц*. Полученные результаты могут быть пересчитаны на любую частоту при любой полосе пропускания усилителя.

Уровень шума относительно мало зависит от схемы включения полупроводникового триода, имея почти одинаковые величины как для схемы с заземленным основанием, так и для схемы с заземленным эмиттером. В известной степени он зависит от величины собственного сопротивления источника сигнала и имеет минимальное значение при его сопротивлении порядка 500 *ом* для значительного количества типов полупроводниковых триодов. При увеличении сопротивления уровень шума повышается.

На уровень шума может значительно влиять режим питания триода. В ряде случаев для получения наивыгоднейшего соотношения между уровнем шума и уровнем сигнала следует подбирать режим питания входных каскадов. Наиболее выгодный режим по шумам часто получается при нескольких заниженных значениях токов и напряжений питания, иногда даже ценой некоторой потери усиления.

Относительную величину шумов *Ш*, создаваемых усилителем, обычно принято характеризовать следующим соотношением, известным из теории ламповых усилителей:

$$Ш \doteq \frac{\dfrac{P_c}{P_ш}}{\dfrac{P'_c}{P'_ш}},$$

где P_c и $P_ш$ — мощность сигнала и мощность шумов на входе усилителя;

P'_c, $P'_ш$ — соответственно мощности сигнала и шума на выходе усилителя.

Это соотношение для большинства типов точечных триодов в области низких частот имеет величину около 40—50 *дб*, а для плоскостных триодов при тех же условиях около 10—15 *дб*.

В области радиовещательного приема полупроводниковые триоды позволяют в настоящее время достигнуть уровня чувствительности приемников третьего класса, не переходя допустимых границ отношения сигнала к шуму. В области телевизионного приема со значительно большим значением принимаемых и промежуточных частот, повидимому, при использовании триодов или тетродов с достаточно высокочастотными свойствами, позволяющими осуществить усилители высокой и промежуточных частот, можно ожидать еще более удовлетворительных результатов.

8. Основные данные и параметры существующих типов триодов

В табл. 14 приведены данные полупроводниковых триодов, выпускаемых в настоящее время отечественной промышленностью.

Первая группа — тип С1 (точечные) — характеризуется относительно небольшими значениями α (от 1,2 до 1,5) и частотами $f_{пр}$ от 0,5 до 5 *Мгц*. Они предназначаются для работы в различных узлах схем, выполняющих в той или иной мере усилительные функции.

Вторая группа — тип С2 (точечные) — имеет большее значение α (от 1,5 до 1,6), большее r_0 и те же пределы частот. Предназначаются они для генерирования высоких частот.

Третья группа — тип П1 (плоскостные) — сконструирована для работы в усилительных схемах на частотах до 0,1 *Мгц* (пять типов) и до 0,465 *Мгц* (один тип). Она дает мощность до 50 *мвт*.

Четвертая группа — тип П2 (плоскостные) — предназначается для работы в качестве маломощных выходных каскадов низкой частоты и предварительных усилителей для раскачки мощных выходных каскадов. В эту группу пока входит только один триод с предельной мощностью рассеяния на коллекторе в 0,25 *вт*.

Пятая группа — тип П3 (плоскостные) — с предельной мощностью рассеяния на коллекторе 3,5 *вт*. Они предназначаются для работы в выходных каскадах мощных усилителей сигналов до 30 *кгц*.

4—1449

Таблица 14

Данные отечественных полупроводниковых триодов

Типы триода	α, мин.	$f_{пр}$, Мгц	$r_о$, ом	$r_к$, Мом	$r_э$, ом	$r_г$, Мом	K_p, дб	R_{11}, ом	R_{12}, ом	R_{22}, ком	Предельный режим			
											$I_к$, ма	$I_э$, ма	$U_к$, в	$P_к$, мвт
С1А	1,2	0,50	700	0,0063	550	0,0075	15—19	750	200	7	10	10	40	100
С1Б	1,5	0,50	200	0,0068	550	0,0100	18—22	750	200	7	6	10	40	50
С1В	1,5	1,50	200	0,0068	550	0,0100	15—19	750	200	7	10	10	40	100
С1Г	1,5	1,50	200	0,0068	550	0,0100	18—22	750	200	7	6	10	40	50
С1Д	1,5	5,00	200	0,0068	550	0,0100	15—22	750	200	7	6	10	40	50
С2А	1,5	0,50	1 000	0,0060	500	0,0090	—	1 500	1 000	7	10	10	30	100
С2Б	1,6	1,50	700	0,0063	800	0,0100	—	1 500	700	7	6	10	20	50
С2В	1,6	5,00	1 000	0,0060	500	0,0095	—	1 500	1 000	7	6	10	20	50
П1А	0,90	0,10	—	0,3	30	0,27	30	—	30	30	5	5	20	50
П1Б	0,93	0,10	400	0,5—1,2	30	0,5—1,1	33	430	30	35—120	5	5	20	50
П1В	0,93	0,10	400	1,0	30	0,93	37	430	30	70	5	5	20	50
П1Г	0,96	0,10	600	0,5	30	0,48	33	630	30	20	5	5	20	50
П1Д	0,94	0,10	600	0,5	30	0,47	33	630	30	30	5	5	20	50
П1Е	0,94	0,465	1 000	0,3	30	0,28	30	1 030	30	18	5	5	20	50
П2	0,85	0,05	—	—	—	—	17	—	—	—	10	10	100	250
П3А	0,80	0,02	—	—	—	—	17—20	—	—	—	150	—	50	3 500
П3Б	0,80	0,02	—	—	—	—	20—25	—	—	—	250	—	50	3 500
П3В	0,80	0,02	—	—	—	—	25—30	—	—	—	450	—	50	3 500

Режимы измерений

Тип триода	$I_э$, ма	$I_к$, ма	$U_к$, в	$R_г$, ом	$R_н$, ком
С1	0,3	—	—20	500	10,0
С2	0,3	—	—10	—	—
П1	1,0	—	—10	600	30,0
П2	—	5,0	—50	100	10,0
П3	—	130,0	—25	5	0,22

Примечания:

1. Все параметры получены для схемы с общим основанием за исключением триодов П1, для которых применена схема с общим эмиттером.

2. Величины $r_о$, $r_к$ и $r_э$ для триодов типа С; R_{11}, R_{12} и R_{22} — для триодов типа П получены путем вычислений.

3. Все параметры измерялись в режимах, указанных в дополнительной таблице, при температуре $+20 \pm 5°$ С, на частоте 20 *кгц*, для триодов типа С и 1 *кгц* — для триодов типа П.

Точечные триоды типов С1А и С1Б применяются для усиления сигналов с частотой до 500 *кгц*. Они различаются коэффициентами α и мощностями $P_к$. В зависимости от этих данных и следует применять либо триод С1А, либо С1Б.

Триоды С1В и С1Г применяются для усиления сигналов с частотой до 1,5 *Мгц*. Они различаются мощностью, рассеиваемой коллектором.

Наибольшим усилением на высоких частотах (до 5 *Мгц*) обладает триод С1Д. Он является единственным триодом, который может применяться для усиления видеочастот.

Точечные триоды С2А, С2Б и С2В предназначены специально для генерирования частот 0,5, 1,5, и 5 *Мгц*.

Плоскостные триоды П1А, П1Б, П1В имеют примерно одинаковые данные и могут работать в одних и тех же узлах радиосхемы. При конструировании необходимо учитывать следующие их особенности. Триод П1А является наиболее дешевым. Он имеет самое малое α из всех триодов третьей группы и наибольший разброс по параметрам и по уровню шумов. Триоды П1Б и П1В совершенно одинаковы за исключением параметра $r_к$, который в первом из триодов имеет больший разброс, и коэффициента усиления по мощности; во втором триоде этот коэффициент выше.

Триоды П1Г и П1Д также почти одинаковы. Однако первый триод имеет больший коэффициент α и ненормированный уровень шумов. Триод же П1Д по уровню шумов является самым лучшим триодом из всех групп (18 *дб* вместо 35 *дб* у всех остальных триодов группы П), поэтому он может быть рекомендован для работы в первых каскадах усилителей низкой частоты с большим коэффициентом усиления.

Триод П1Е является единственным относительно высокочастотным триодом плоскостного типа и может применяться в соответствующих усилителях промежуточных и высоких частот, а также в каналах селекции и синхронизации телевизоров.

Триод П2 имеет повышенную мощность рассеяния на коллекторе и нормированный коэффициент гармоник, не превышающий 15%, но меньший выигрыш по мощности (17 *дб* вместо 30—37 *дб* у триодов третьей группы) и меньший коэффициент α.

Последние из группы плоскостных триодов П3А, П3Б и П3В различаются по предельным токам коллектора и коэффициентам усиления по мощности. Применение того или

ного типа триода диктуется требованиями, определяющимися видом нагрузки и данными предварительного усиления. Эти триоды могут также применяться в качестве выходных каскадов кадровой развертки телевизионных приемников.

ГЛАВА ВТОРАЯ

КОНСТРУИРОВАНИЕ СХЕМ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

9. Усилители низкой частоты

Наиболее простым случаем применения полупроводниковых триодов являются усилители низкой частоты. Объясняется это прежде всего возможностью в большинстве случаев пренебречь собственной зависимостью параметров триода (в первую очередь, коэффициента усиления по току α) от частоты. Предельная частота усиления для полупроводниковых триодов мощностью до 1 *вт*, как правило, больше 30 *кгц* и только для триодов большей мощности она может быть существенно ниже этой величины.

Правда, в многокаскадных усилителях частотная зависимость, определяемая собственными параметрами триода, оказывается больше как за счет перемножения коэффициента частотных искажений всех отдельных каскадов, так и за счет шунтирования входной емкостью каждого последующего каскада нагрузки коллектора каждого предыдущего каскада. Однако так как в предварительных каскадах используются триоды малой мощности с предельной частотой усиления порядка 100 *кгц* и выше и с относительной малой входной емкостью, с частотной зависимостью параметров триода в усилителях низкой частоты практически можно не считаться.

Второй причиной, обусловливающей относительную легкость использования полупроводниковых триодов в усилителях низкой частоты, является легкость осуществления согласования нагрузок (входных и выходных сопротивлений каскадов) при помощи трансформаторов.

Наконец, низкие значения усиливаемых частот дают возможность применить наиболее эффективную схему усиления — схему с заземленным эмиттером на плоскостных триодах.

При конструировании многокаскадных усилителей основным вопросом является согласование сопротивлений входов

и выходов отдельных каскадов между собой и согласование с входным сопротивлением источника усиливаемого напряжения.

Если используются такие источники усиливаемого напряжения, как динамический микрофон, электромагнитный звукосниматель и т. д., где собственное сопротивление источника исчисляется несколькими сотнями или тысячами ом, то согласование легко осуществимо.

Если же источником сигнала служит конденсаторный микрофон или усилитель рассчитывается на тот случай, когда нельзя сильно загружать источник усиливаемого напряжения (например, входной каскад электронного осциллографа), то применение усилителя на полупроводниковых триодах часто затруднено низким значением его входного сопротивления. Известный выигрыш в этот случае может дать применение схемы с заземленным коллектором на входе Однако практически невозможно довести величины входных сопротивлений до их значений в ламповых усилителях (несколько *мгом*).

Особым вопросом является выбор данных усилителя с точки зрения минимальных искажений. Входное сопротивление триодов только в самой первой степени приближения можно считать постоянной величиной. Оно в сильной степени зависит от выбора режима и от величины приложенного напряжения (см. стр. 37).

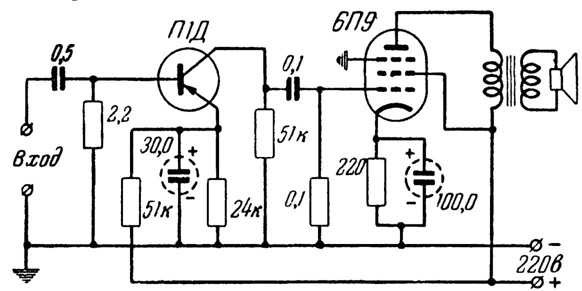
При подаче на вход каскада на полупроводниковом триоде, например, напряжения синусоидальной формы, нагрузка на источник этого напряжения меняется с изменением мгновенной величины напряжения. С другой стороны, синусоидальная форма напряжения на зажимах входа усилителя не будет соответствовать синусоидальной форме тока в цепи эмиттер—основание. В результате появляются значительные нелинейные искажения. Величина их зависит от сопротивления источника усиливаемого напряжения.

Основные методы построения схем. Простейшим случаем применения полупроводникового триода является однокаскадный усилитель, используемый как предварительный каскад усиления перед лампой. Здесь коэффициент усиления триода не понижается вследствие нагрузки на низкое входное сопротивление последующего каскада и триод используется наиболее полно. Выбор схемы усилителя зависит от наличия того или иного типа полупроводникового триода. Если использовать точечный триод, то, исходя из соображений устойчивой работы каскада, следует приме-

нить схему с заземленным основанием При использовании плоскостного триода преимущества приобретает схема с заземленным эмиттером, позволяющая получить большие значения входного сопротивления.

На фиг. 24 приведена схема усилителя на плоскостном триоде П1Д с лампой 6П9 на выходе. Усилитель может быть применен при работе от динамического микрофона или звукоснимателя.

В подобной схеме предварительный каскад на полупроводниковом триоде дает экономию по расходу мощности от



Фиг. 24. Схема микрофонного однолампового усилителя с предварительным каскадом на полупроводниковом триоде

источников питания и обеспечивает отсутствие микрофонного эффекта. Однако при большом усилении уровень шумов будет более высоким, чем при предварительном каскаде на лампе.

В многокаскадных усилителях низкой частоты на сопротивлениях наиболее рационально применение плоскостных триодов, позволяющих легко осуществить схему с заземленным эмиттером, сравнительно высокое входное сопротивление которой дает возможность построить эффективно работающий многокаскадный усилитель.

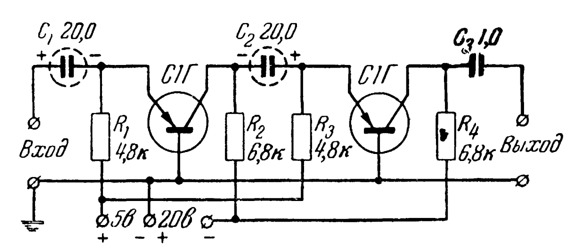
Рассмотрим вопрос о многокаскадном усилителе на полупроводниковых триодах на сопротивлениях с точки зрения максимального усиления.

В ламповом усилителе входное сопротивление каскада, если только лампа работает без сеточных токов, при подсчете общего коэффициента усиления может не учитываться. В усилителе же на полупроводниковом триоде входное сопротивление каскада значительно меньше его выходного сопротивления (за исключением схемы с заземленным коллектором) и, как правило, меньше сопротивления нагрузки

в цепи коллектора. Поэтому каждый каскад (за исключением выходного) нагружен на входное сопротивление последующего каскада.

На фиг. 25 приведена схема двухкаскадного усилителя на точечных триодах С1Г, предназначенного для раскачки выходного лампового каскада. Триод С1Г имеет следующие данные: $r_э = 550$ *ом*; $r_0 = 200$ *ом*.

При нагрузке в цепи коллектора выходного каскада 6,8 *ком* (что примерно соответствует значению выходного сопротивления триода) усилитель имеет коэффициент усиления около 35 (первый каскад около 1,7 и второй около 21).



Фиг 25. Схема усилителя низкой частоты на точечных триодах.

Подобная схема непригодна для плоскостных триодов, так как предварительный каскад при $\alpha < 1$ будет иметь коэффициент усиления по напряжению меньше единицы, а входное сопротивление усилителя будет составлять несколько десятков ом.

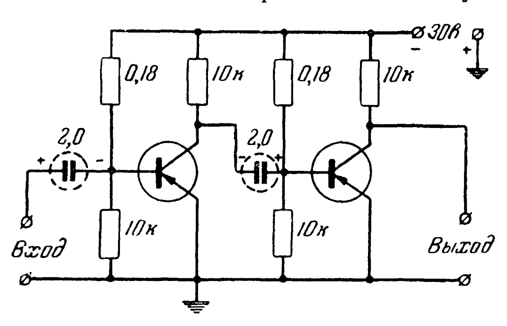
Плоскостные триоды в схеме с заземленным эмиттером обеспечивают лучшее согласование входного и выходного сопротивления каскадов.

На фиг. 26 приведена схема двухкаскадного усилителя на плоскостных триодах, используемого как предварительный усилитель для раскачки выходного лампового каскада. Общий коэффициент усиления этого усилителя около 600. Усилитель имеет равномерную частотную характеристику в диапазоне от 200 до 10 000 *гц*. Усиление на частоте 100 *гц* падает до 90% от усиления на средних частотах. Максимальная выходная амплитуда в 17 *в* не вызывает заметных искажений.

Низкое входное сопротивление каскада на полупроводниковом триоде требует больших значений разделительной емкости, падение напряжения на которой, зависящее от ча

стоты, не должно вызывать недопустимых частотных искажений на низких частотах.

Емкость разделительного конденсатора выбирается в зависимости от схемы включения полупроводникового триода. В схеме с заземленным основанием разделительная емкость, необходимая для обеспечения пропускания низких частот от 100 *гц* с коэффициентом частотных искажений не более 30%, доходит до 5—10 *мкф*, а в схеме с заземленным эмиттером она лежит в пределах 1—5 *мкф*. Поэтому в качестве разделительных емкостей часто приходится использовать электролитические конденсаторы. Заметная утечка в этих



Фиг. 26. Схема усилителя напряжения на плоскостных триодах.

конденсаторах не играет существенной роли ввиду низких значений входных сопротивлений каскадов на полупроводниковых триодах.

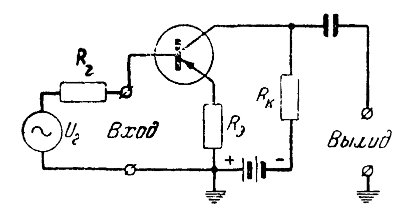
В схеме каскада с заземленным эмиттером можно применить для целей стабилизации и повышения линейности амплитудной характеристики, а также для увеличения входного сопротивления отрицательную обратную связь.

Для этого (фиг. 27) в цепь эмиттера включается дополнительное сопротивление $R_э$. Это сопротивление действует так же, как и сопротивление в цепи катода лампы, обеспечивая отрицательную обратную связь по току.

При увеличении значения $R_э$ усиление, даваемое каскадом, падает, а входное сопротивление каскада возрастает. Если источник усиливаемого напряжения обладает значительным выходным сопротивлением, то введение сопротивления в цепь эмиттера первого каскада позволяет значительно увеличить сопротивление нагрузки, подключенной к источнику напряжения, без заметных потерь в общем коэффициенте усиления. Это часто оказывается выгодным. На-

пример, при включении усилителя низкой частоты к выходу детектора частотной модуляции необходимо значительно повысить входное сопротивление усилителя во избежание недопустимого шунтирования резонансного контура частотного детектора. Кроме того, введение $R_э$ в каскады усилителя позволяет уменьшить значения разделительных емкостей между каскадами.

Для согласования входа усилителя с источником усиливаемого напряжения, если последний имеет значительное сопротивление, можно применить каскад с включением триода по схеме с заземленным коллектором, подобного по своим функциям катодному повторителю на электронной лампе. Такой каскад обладает коэффициентом усиления по напряжению около единицы.



Фиг. 27. Схема усилительного каскада с отрицательной обратной связью по току.

Схему с заземленным коллектором часто бывает удобно применять для согласования каскада со схемой амплитудного или частотного детектора, имеющего значительное собственное выходное сопротивление.

Для наилучшего использования усилительных свойств полупроводниковых триодов в многокаскадном усилителе выгодно применить согласование входных и выходных сопротивлений отдельных каскадов при помощи переходных трансформаторов.

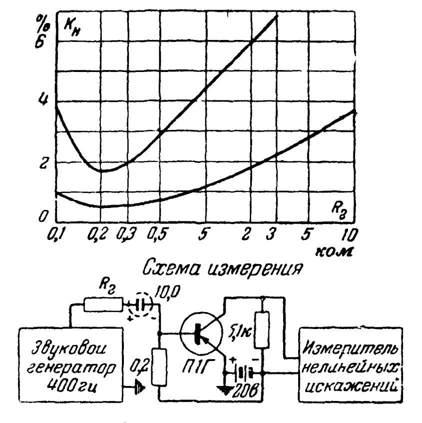
Правильное согласование имеет значение также и в целях уменьшения до минимальных значений коэффициента нелинейных искажений.

На фиг. 28 приведена полученная экспериментально кривая коэффициента нелинейных искажений триода П1Г в схеме с заземленным эмиттером в зависимости от значения сопротивления источника входного сигнала при указанных условиях работы. Из кривой видно, что при относительно больших значениях амплитуды, снимаемой с выхода при определенном значении (в данном случае около 200 *ом*) собственного сопротивления источника входного сигнала, наступает минимум нелинейных искажений.

Для других типов триодов подобный минимум также наступает. Однако значение оптимального собственного сопротивления источника может сдвигаться в ту или иную сторо-

ну. При меньших амплитудах этот минимум проявляется менее резко. Поэтому применение тех или иных методов приведения выходного сопротивления каскада к необходимым величинам, требуемым для получения минимальных искажений в следующем каскаде, приобретает особое значение в предвыходном каскаде усилителя.

Частотные искажения, создаваемые трансформатором в области нижних частот, зависят от индуктивности первичной обмотки трансформатора и значений приведенного сопротивления нагрузки. В области верхних частот звукового диапазона они зависят от индуктивности рассеяния трансформатора, определяемой его конструктивными особенностями.



Фиг. 28. Зависимость коэффициента нелинейных искажений от выходного сопротивления источника сигнала.

Необходимая индуктивность первичной обмотки и допустимая индуктивность рассеяния в трансформаторах согласования или выходных трансформаторах для усилителей на полупроводниковых триодах рассчитываются теми же методами, что и для выходных трансформаторов ламповых усилителей и зависят от выбора значений минимальной и максимальной усиливаемых частот и допустимого коэффициента частотных искажений.

Выбор схемы выходного каскада определяется значением требуемой мощности, типом и данными полупроводникового триода. Схема каскада, работающего на динамический громкоговоритель или на линию, как правило, имеет выходной трансформатор для согласования нагрузок.

Для определения коэффициента трансформации необходимо правильно выбрать значение приведенного сопротивления. Для точечных триодов, обладающих малым выходным сопротивлением, приведенное сопротивление нагрузки следует принимать равным выходному сопротивлению каскада.

Выбор сопротивления нагрузки для схем на плоскостных триодах, обладающих большим внутренним сопротивлением,

сложнее. Здесь можно провести аналогию с лампой (пентодом), где обычно пользуются методом графического расчета, заключающегося в том, что на семействе характеристик вида $I_a = f(u_a)$ при $U_c = \text{const}$ строят несколько вариантов треугольников мощностей, выбирая требуемый по признакам обеспечения необходимой выходной мощности, режима токов и напряжений и малого коэффициента нелинейных искажений.

Графический расчет, исходящий из статических характеристик полупроводникового триода, в значительной степени затруднен. Если в лампе обратная реакция анодной цепи на сеточную (в области отсутствия сеточных токов) не существует, то в полупроводниковом усилителе цепь коллектора взаимосвязана с цепью эмиттера (эта связь тем больше, чем больше сопротивление (r_0). В некоторых случаях (когда сопротивление источника усиливаемого напряжения значительно меньше входного сопротивления каскада) графический расчет можно произвести, используя только одну характеристику вида $I_к = f(u_к)$ и пренебрегая влиянием вторичной цепи на первичную. Методика графического расчета в этом случае может быть принята подобной применяемой для расчета пентода.

В случае применения в выходном каскаде триода П2 величина приведенной нагрузки в цепи коллектора в режиме усиления класса А при напряжении источника питания порядка 30—50 *в* лежит в пределах 4 000—10 000 *ом* и зависит от выбора режима питания по постоянному току.

При применении в выходных каскадах триода П3 и при напряжении питания порядка 20—25 *в* величина приведенной нагрузки лежит в пределах 100—200 *ом*.

В некоторых случаях, выбрав приближенно коэффициент трансформации, можно уточнить его значение практически, делая несколько отводов от вторичной обмотки так, чтобы коэффициент трансформации мог быть изменен на ± 20, $\pm 30\%$ от исходной величины.

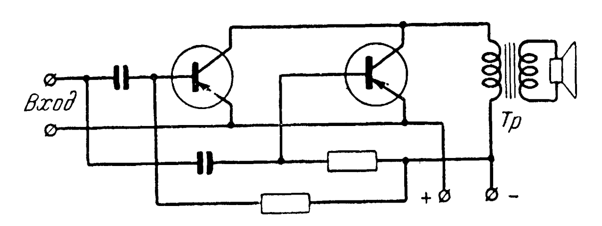
Расчет двухтактного каскада, работающего в режиме класса А, производится так же, как и для однотактного каскада. Коэффициент трансформации подсчитывается, исходя из условия, что приведенное значение сопротивления нагрузки в первичной обмотке трансформатора (между коллекторами триодов) должно равняться удвоенному значению сопротивления, вычисленного для одного триода.

При расчете двухтактного выходного каскада в режиме класса Б сопротивление нагрузки между плечами следует

взять в 4 раза больше, чем для одного триода, работающего в режиме класса А.

С целью увеличения мощности выходного каскада можно применить параллельное включение двух или более полупроводниковых триодов. При этом следует иметь в виду, что режим по постоянному току каждого отдельного триода должен подгоняться отдельно. Поэтому включив параллельно выходные цепи (коллектора) всех триодов на общую нагрузку, первичные цепи необходимо разделить по постоянному току.

Пример параллельного включения полупроводниковых триодов приведен на схеме фиг. 29. В этом случае приведен-



Фиг. 29. Схема параллельного включения полупроводниковых триодов в выходном каскаде.

ное сопротивление нагрузки цепи коллектора следует уменьшить вдвое по отношению к рассчитанному для одного триода значению.

На фиг. 30 показана схема усилителя, рассчитанного на неискаженное усиление низкой частоты в телевизионном приемнике или на воспроизведение граммофонной записи.

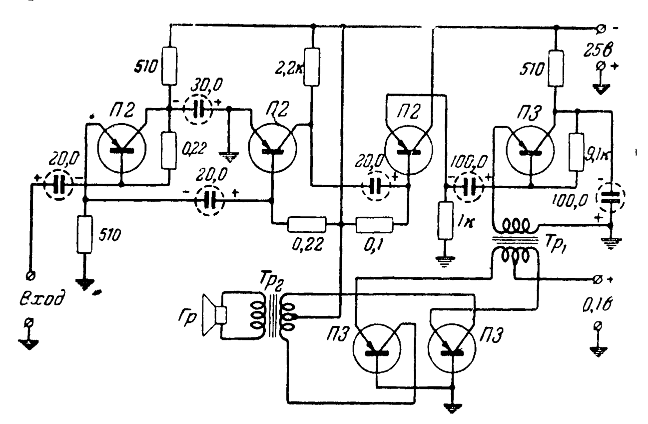
Усилитель рассчитан на питание двух динамических громкоговорителей типа 05-ГД-2. При напряжении питания 27 *в* он отдает выходную мощность около 1,6 *вт* при коэффициенте нелинейных искажений, измеренном на частоте 400 *гц*, не более 4,5%. Напряжение на входе, которое соответствует полной выходной мощности, должно быть около 50 *мв*. Усилитель потребляет мощность от источника питания не более 3—3,5 *вт*. Коэффициент полезного действия выходного каскада доходит до 65%.

Указанные высокие цифры экономичности по питанию недостижимы в усилителях подобной, относительно небольшой выходной мощности, работающих на лампах, где значительную мощность потребляют цепи накала.

Выходной каскад усилителя выполнен на полупроводниковых триодах П3 по двухтактной схеме Триоды вклю-

чены по схеме с заземленным основанием. Величина положительного смещения на эмиттеры (около +0,1 *в*) подобрана из расчета обеспечения режима работы триодов в классе АВ, характеризуемым наличием небольшого тока эмиттера и коллектора в условиях отсутствия сигнала.

При отсутствии положительного смещения на эмиттере коэффициент нелинейных искажений выходного каскада значительно возрастает, так как в области около нуля напряжения на эмиттере крутизна характеристики $I_к = f(I_э)$ триода резко падает.



Фиг. 30. Схема усилителя низкой частоты с выходной мощностью 1,6 *вт*.

Положительное смещение на эмиттеры может быть взято от любого источника (от вспомогательного маломощного выпрямителя на германиевом диоде или с сопротивления в общей цепи питания приемника). Важно, чтобы величина сопротивления источника не превышала 1,5—2 *ом*.

Среднее значение входного сопротивления (сопротивление между эмиттером и основанием триода) берется порядка нескольких ом. Поэтому выходной каскад связан с предоконечным каскадом при помощи переходного трансформатора.

Предоконечный каскад выполнен по схеме с заземленным коллектором на триоде типа П3 Приведенное значение нагрузки в цепи эмиттера предоконечного каскада составляет около 70 *ом*.

Напряжение на предоконечный каскад поступает с каскада, работающего на триоде П2, включенного по схеме

с заземленным коллектором Такое включение каскада позволяет в полной мере использовать усилительные свойства предыдущего (второго, считая от входа) каскада усилителя, выполненного по схеме с заземленным эмиттером Нагрузка в цепи коллектора второго каскада лишь в небольшой степени шунтируется входным сопротивлением предоконечного каскада, величина которого лежит в пределах 8—10 *ком.*

Второй каскад усилителя является основным усилителем напряжения и имеет значительный коэффициент усиления (около 80)

Первый каскад выполнен по схеме с заземленным коллектором. Применение такой схемы вызвано необходимостью получения достаточно большого входного сопротивления усилителя низкой частоты, связанного с входом частотного детектора, обладающего значительным выходным сопротивлением, а также и необходимостью обеспечения минимальных нелинейных искажений, создаваемых каскадом с заземленным эмиттером.

Благодаря применению входного каскада по схеме с заземленным коллектором сопротивление источника сигнала для следующего каскада значительно снижается, что обеспечивает достаточно малое значение коэффициента нелинейных искажений Частотная характеристика усилителя равномерна в пределах 70—8 000 *гц*

Индуктивность первичной обмотки переходного трансформатора равна 1,5 *гн* при коэффициенте трансформации 2,7, а индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора (между концами обмотки) составляет 4 *гн* при коэффициенте трансформации 11.

Усилитель может работать от звукоснимателя, отдающего напряжение со средним значением около 50 *мв* Звукосниматель необходимо применять электромагнитного типа с сопротивлением обмотки не более нескольких тысяч ом Применение пьезоэлектрического звукоснимателя, обладающего значительным внутренним сопротивлением, требует добавления еще одного предварительного каскада, выполненного по схеме с заземленным коллектором

10. Резонансные усилители

Основным вопросом при осуществлении многокаскадного резонансного усилителя на полупроводниковых триодах является согласование входного и выходного сопротивлений

При проектировании резонансного усилителя обычно задаются следующими основными параметрами:

1. Коэффициентом усиления по напряжению K_u или по мощности K_p. Последний параметр часто предпочитают первому, так как полупроводниковые триоды представляют собой приборы с весьма низким по сравнению с лампами входным сопротивлением. Пересчет K_u в K_p или обратно не представляет существенных затруднений.

2. Необходимой полосой пропускания усилителя и избирательностью по соседним каналам.

3. Отношением сигнала к шуму. Расчет этого отношения производится с учетом шумов, создаваемых полупроводниковым триодом и сопротивлением источника сигнала.

Различные варианты включения параллельного контура являются основными видами междукаскадной связи. В качестве схемы включения полупроводниковых триодов в большинстве случаев используется схема с заземленным эмиттером, но при усилении частот больших, чем несколько мегагерц, часто еще применяется схема на точечных триодах с заземленным основанием.

Расчету усилителя обычно предшествует выбор типа триода, который производится главным образом по сопоставлению значений предельных частот $f_{пр}$ усиления триодов и значений усиливаемых частот f_0. Последние, как правило, не должны превосходить первых. Кроме этого, необходимо знать значение усиления, даваемого каскадом, которое может быть подсчитано, если известны коэффициент усиления по току триода α и параметры эквивалентного четырехполюсника, позволяющие оценить K_u и K_p.

При настройке резонансного усилителя приходится считаться с взаимозависимостью настроек отдельных каскадов. Величина и соотношение активной и реактивной составляющей входного сопротивления каскада на полупроводниковом триоде зависят от величины и характера нагрузки его выходной цепи. В значительно меньшей степени выходное сопротивление каскада зависит от сопротивлений источника сигнала, подключенного к его входу.

Рассмотрим для примера работу двухкаскадного усилителя с резонансными контурами. При настройке выходного контура второго каскада усилителя выходной контур первого каскада несколько расстроится. При подстройке контура первого каскада происходит, в свою очередь, изменение настройки контура второго каскада. В многокаскадных уси-

лителях поэтому операции по осуществлению настройки связаны со значительными трудностями. Внесенное в контур первого каскада сопротивление по величине и знаку входящей в него реактивной составляющей зависит от схемы включения триода и знака расстройки. При применении схемы с заземленным эмиттером, которая является основной схемой включения для плоскостных триодов, отношение R/C резонансного контура должно быть возможно меньшим, если это позволяет заданная величина полосы пропускания, так, чтобы входная и выходная емкости в общей емкости контура были относительно небольшими. Тогда влияние изменения настройки контуров отдельных каскадов на настройку контуров других каскадов будет уменьшено.

Взаимозависимость настроек отдельных каскадов падает с уменьшением коэффициента связи между ними.

При выборе методики настройки многокаскадного усилителя необходимо учесть сравнительное соотношение влияния изменения сопротивления источника входного сигнала и сопротивления нагрузки на выходе

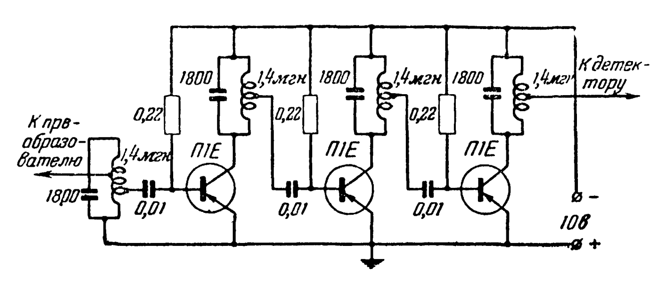
Для плоскостного триода в схеме с заземленным основанием изменение проводимости выходной нагрузки на 100% дает примерно 10% изменения входной проводимости и 60% изменения реактивной составляющей входной проводимости каскада С другой стороны, изменение проводимости источника входного сигнала на 100% дает только 20% изменения реактивной составляющей выходной проводимости.

Это показывает, что настройку усилителя надо всегда вести, начиная с его выходных контуров. В применении к многокаскадному усилителю с резонансными контурами рекомендуется вести настройку, начиная с последнего каскада.

В целях уменьшения взаимозависимости настройки предлагается ряд различных схем. Можно, например, ввести цепь обратной связи с соответствующей фазировкой, осуществляемой чаще всего включением емкости и сопротивления между каскадами, как это сделано в усилителе промежуточной частоты приемника американской фирмы Regency (см. стр. 82). Подобная схема увеличивает также стабильность работы усилителя. Могут быть применены также схемы с взаимосвязанными элементами настройки. Однако применение всех этих схем из-за трудности учета относительно сложного закона изменения внесенной реактивности

может дать только частичную компенсацию взаимозависимости настроек.

На фиг. 31 приведена схема трехкаскадного усилителя промежуточной частоты ($f = 110$ *кгц*) для радиовещательного приемника, выполненная на полупроводниковых триодах П1Е.



Фиг. 31. Схема усилителя промежуточной частоты на триодах П1Е.

11. Усилители видеочастоты

Видеоусилитель современного телевизионного приемника выполняет функцию усиления видеосигналов, снимаемых с амплитудного детектора. Амплитуда этих сигналов колеблется в пределах 0,05—1 *в*, а полоса пропускаемых частот лежит в пределах от 50 *гц* до 4,5—5,5 *Мгц* (последняя цифра зависит от класса приемника).

Выходная амплитуда сигнала устанавливается в зависимости от типа применяемых кинескопов. Чаще всего она (для кинескопов 18ЛК15, 23ЛК1Б, 31ЛК1Б) ограничивается цифрой 30—35 *в* (от пика до пика), но она может достигать и больших величин (для проекционных кинескопов).

Основное требование при осуществлении лампового видеоусилителя заключается в получении правильной частотной характеристики при отсутствии заметных фазовых и значительных нелинейных искажений.

При использовании полупроводниковых триодов эти требования сохраняются в полной мере и трудность их выполнения часто усугубляется частотной зависимостью основных постоянных полупроводниковых триодов и ограниченной величиной выходных амплитуд, которые они могут обеспечить.

Основным фактором, определяющим выбор типа полупроводникового триода для видеоусилителя, являются его

частотные свойства, которые принято характеризовать значением предельной частоты усиления.

Плоскостные триоды, обладающие значительно большими возможностями в смысле выбора наиболее эффективной по усилению схемы каскада (схемы с заземленным эмиттером) и большей механической и электрической надежностью, имеют в большинстве случаев более низкие значения предельных частот, чем точечные триоды. Кроме того, входное сопротивление плоскостных триодов, имеющее в схеме с заземленным эмиттером на высоких частотах емкостный характер, сильно падает с частотой. Поэтому при тех же предельных частотах триодов для получения нужной формы частотной характеристики легче удается скорректировать широкополосный усилитель на точечных триодах.

При выборе типа точечного триода необходимо иметь в виду значение его предельной частоты. Максимальное значение предельной частоты усиливаемого спектра не должно существенно (более чем на 10—20%) превосходить значение предельной частоты усиления у данного типа полупроводникового триода. Только соблюдение этого условия и дает возможность осуществления коррекции частотной характеристики Если же наибольшая частота спектра усиливаемых сигналов значительно превосходит предельную, то коррекция затрудняется и ее часто не удается выполнить.

Наиболее подходящим является точечный триод С1Д, имеющий предельную частоту 5 *Мгц*[1].

При использовании точечных триодов с коэффициентом усиления по току $\alpha > 1$ основным вариантом схемы включения является схема с заземленным основанием. Применение точечных триодов в схемах с заземленным эмиттером и коллектором требует источников усиливаемого напряжения с малыми значениями внутреннего сопротивления. Эти значения, определяемые условиями устойчивой работы усилительного каскада, лежат для триода типа С1Д в пределах 200—300 *ом* (при наиболее употребительных значениях сопротивления нагрузки в цепи коллектора в 2 000—4 000 *ом*). Поэтому использование точечных триодов в схемах с заземленным эмиттером или коллектором является затруднительным и легко осуществляется только в тех случаях, когда усиливаемое напряжение снимается с кабеля с волновым сопротивлением 70 *ом.* В остальных случаях требуется существенное усложнение схемы.

---

[1] В последнее время выпущены точечные триоды типа С1Е с предельной частотой до 10 *Мгц.*

Как уже было указано, одним из основных недостатков полупроводникового триода по сравнению с лампой является низкая величина его входного сопротивления, особенно при включении триода по схеме с заземленным основанием. Это приводит к значительным потерям коэффициента передачи напряжения при включении входа усилительного каскада на полупроводниковом триоде на выход амплитудного детектора с полупроводниковым диодом. Коэффициент передачи напряжения при этом падает в 3—4 раза по сравнению с его значением в ламповом видеоусилителе. Указанное требует соответствующей компенсации в самом видеоусилителе, который должен обладать более высоким коэффициентом усиления по сравнению с ламповым для сохранения той же чувствительности телевизора. Этот же недостаток (малое входное сопротивление) приводит к тому, что коэффициент усиления всех предварительных каскадов видеоусилителя оказывается близким к статическому коэффициенту усиления полупроводникового триода по току (α) и лежит в пределах 1,5—2.

Усилительный каскад на полупроводниковом триоде, работающий непосредственно на управляющий электрод кинескопа или лампу дает значительный коэффициент усиления, часто превосходящий значение коэффициента усиления лампового каскада, выполненного на высокочастотном пентоде.

Ограниченность величины амплитуды, снимаемой с полупроводникового триода, часто является решающей предпосылкой для использования в оконечном каскаде видеоусилителя электронной лампы.

Поэтому часто представляется выгодным полупроводниковый триод использовать в качестве предварительного каскада при оконечном каскаде, выполненном на лампе.

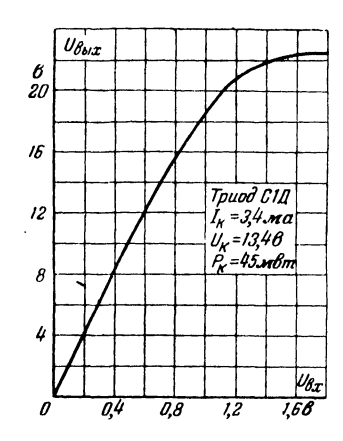
На фиг. 32 приведена амплитудная характеристика каскада видеоусилителя на триоде С1Д, снятая на частоте 1 000 *гц*.

Режим триода С1Д по постоянному току близок к предельному (максимально допустимая мощность рассеяния на коллекторе 50 *мвт*). Величина максимальной амплитуды, которая может быть снята с каскада без существенных нелинейных искажений, лежит в пределах 20—22 *в* (от пика до пика). Это значение амплитуды является недостаточным для полной модуляции электронного луча кинескопа.

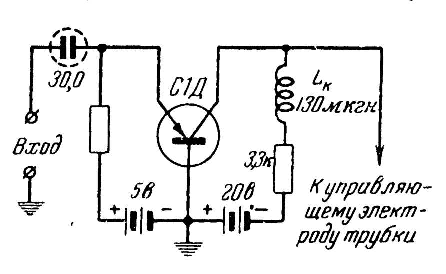
При практическом осуществлении схемы видеоусилителя с применением полупроводниковых триодов необходимо, как

и в ламповом усилителе, стремиться к минимальной собственной емкости монтажа.

Значение сопротивления нагрузки в цепи коллектора следует для уменьшения влияния как выходной емкости триода, так и емкости монтажа брать более низким, чем при



Фиг. 32. Амплитудная характеристика каскада усиления на точечном триоде С1Д ($U_{вых}$ и $U_{вх}$ даны в амплитудных значениях).



Фиг. 33. Схема каскада видеоусилителя на точечном триоде с коррекцией высоких частот.

использовании триода в усилителях низкой частоты. Для триодов типа С1Д величина сопротивления нагрузки лежит в пределах 2—3,6 *ком*. При таких значениях сопротивления нагрузки основным фактором, определяющим завал частотной характеристики каскада усилителя, является падение коэффициента усиления по току α с ростом частоты.

Если выход каскада на полупроводниковом триоде подключен к модулятору кинескопа или сетке лампы, т. е. шунтируется высокоомной нагрузкой, то с целью выполнения высокочастотной коррекции последовательно с сопротивлением в цепи коллектора этого каскада можно подключить корректирующую индуктивность $L_к$ (фиг. 33).

Ориентировочно величина $L_к$ при этом определяется как:

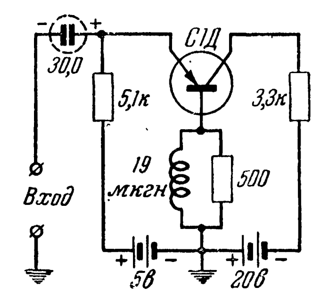
$$L_к = 0{,}2\frac{R_н}{f_{пр}},$$

где $f_{пр}$ — предельная частота усиления у применяемого образца полупроводникового триода.

Следует отметить, что при повышении частоты выше предельной эта формула дает значительную ошибку.

Если каскад на полупроводниковом триоде нагружен на следующий каскад, также выполненный на полупроводниковом триоде, то приведенный способ коррекции становится малоэффективным, так как параллельно коллекторной нагрузке подключается низкое входное сопротивление следующего каскада.

В этом случае можно применить частотную коррекцию, осуществляемую путем введения в основание триода цепи с индуктивной реакцией (фиг. 34), составленной из индуктивности и параллельно ей подключенного сопротивления, которое необходимо для стабилизации работы усилительного каскада и устранения возможного самовозбуждения. Эта мера в ряде случаев позволяет значительно поднять коэффициент усиления на высоких частотах и выравнять общую частотную характеристику усилителя.



Фиг. 34. Схема каскада видеоусилителя с корректирующей индуктивностью в цепи основания триода.

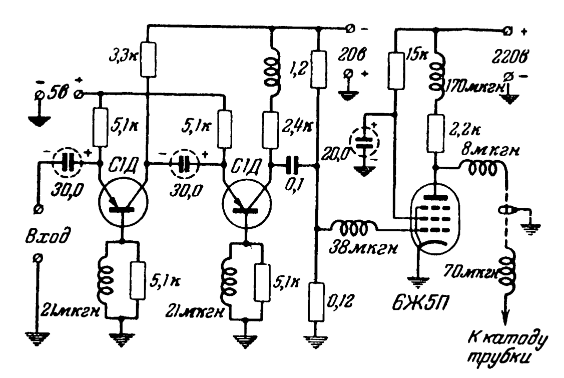
Величина индуктивности и шунтирующего ее сопротивления подбирается экспериментально. При использовании триодов С1Д в телевизионном видеоусилителе она лежит в пределах 15—20 *мкгн*. Величина сопротивления должна быть подобрана так, чтобы обеспечить устойчивость работы усилителя.

Ряд других видов коррекции не является специфичным для усилителей на полупроводниковых триодах и часто применяется в телевизионной аппаратуре на электронных лампах.

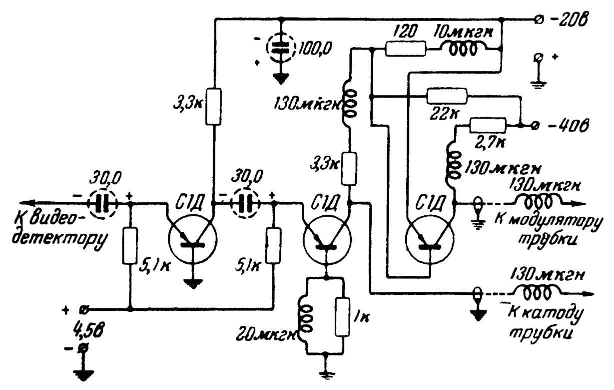
Если каскад, выполненный на полупроводниковом триоде, используется в качестве предварительного каскада для раскачки выходной электронной лампы или работает непосредственно на управляющий электрод кинескопа, то коррекция может быть осуществлена при помощи последовательно включенной индуктивности (фиг. 35). При расчете значения этой индуктивности учитывается входная емкость лампы и монтажа ее сеточной цепи или же аналогичные величины для кинескопа.

Может быть применен и комбинированный способ коррекции, в котором корректирующие индуктивности включаются как последовательно в цепь нагрузки коллектора, так и последовательно со входом следующего каскада.

На фиг. 35 приведена схема видеоусилителя на двух триодах С1Д и лампе 6Ж5П с общим коэффициентом усиления около 1 500. Выход усилителя соединяется с управляющим электродом кинескопа при помощи кабеля типа РК-19 длиной 40 *см*. Данные дросселей коррекции подо-



Фиг. 35. Схема видеоусилителя с двумя полупроводниковыми триодами и лампой.



Фиг. 36. Схема видеоусилителя на полупроводниковых триодах для одновременного засвета луча по катоду и модулятору трубки

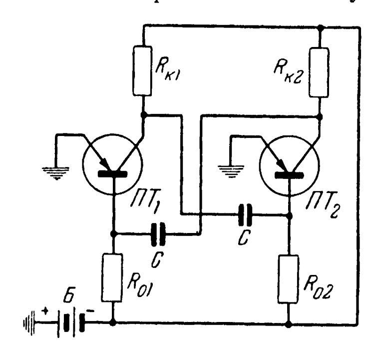
браны для компенсации собственной емкости кабеля. Прохождение низких частот обеспечивается включением в качестве переходных емкостей электролитических конденсаторов емкостью в 30 *мкф*. Частотная характеристика видеоусилителя обеспечивает прохождение частот от 50 *гц* (на этой частоте усиление падает на 30%) до 5 *Мгц*. На частоте 5 *Мгц* усилитель дает подъем усиления примерно до

двойного значения, который нужен для компенсации высокочастотных искажений в других звеньях тракта телевизионной передачи. Максимальная величина снимаемой с усилителя неискаженной амплитуды сигнала получается около 40 *в*.

На фиг. 36 дается примерная схема выходного каскада видеоусилителя, выполненного полностью на полупроводниковых триодах С1Д. Видеоимпульсы засвета здесь подаются одновременно на катод и на модулятор кинескопа. Поворот фазы достигается включением одного из триодов по схеме с заземленным эмиттером. Величина сопротивления в цепи основания этого триода берется достаточно малой, чтобы обеспечить отсутствие самовозбуждения.

12. Генераторы релаксационных колебаний

Применение плоскостных полупроводниковых триодов позволяет воспроизвести большинство существующих схем релаксационных генераторов, выполненных на электронных лампах. При этом если условно принять основание полупроводникового триода за сетку лампы, эмиттер за ее катод, а коллектор за анод, то сама конфигурация этих схем не меняется, а изменяются только данные деталей и режима питания схем.



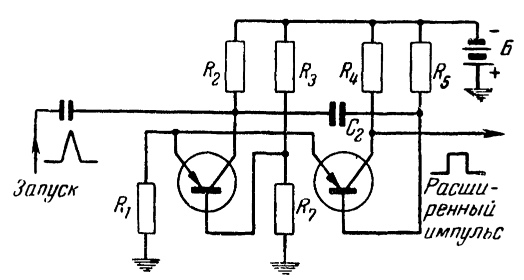
Фиг. 37. Схема мультивибратора на плоскостных триодах.

На фиг. 37 приведена схема, представляющая обычную схему мультивибратора, известную из техники ламповых схем, воспроизведенную на полупроводниковых триодах. Процесс возникновения релаксационных колебаний по характеру подобен аналогичному процессу, происходящему в ламповой схеме, но во многом зависит от особенностей электрических характеристик полупроводниковых триодов.

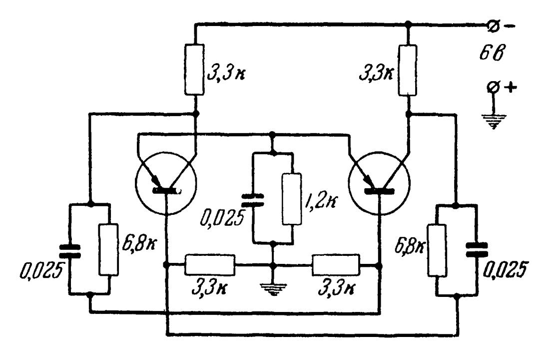
Возникновение тока в коллекторе одного из триодов соответствует началу «процесса опрокидывания» и потенциалу между эмиттером и основанием этого триода, близкому к нулю.

На фиг. 38 показана схема для расширения импульса на плоскостных полупроводниковых триодах. Она представляет собой мультивибратор, в котором триод в одном из

плеч находится в закрытом состоянии и открывается внешним запускающим импульсом. Схема по принципу своего действия подобна схеме соответствующей конфигурации, выполненной на лампе (схема с катодной связью). Первый триод, изображенный слева, заперт до прихода запускающего импульса благодаря падению напряжения за счет тока второго триода на сопротивлении в общей цепи эмиттеров.



Фиг. 38. Схема кипп-реле с сопротивлением в общей цепи эмиттеров, выполненная на плоскостных триодах.



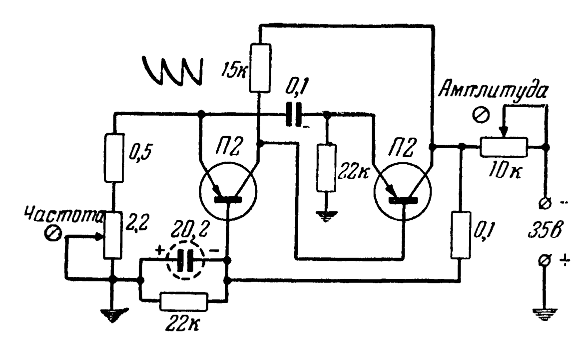
Фиг. 39. Схема триггера на плоскостных триодах.

ров. Эта схема может применяться в качестве источника ждущей развертки для осциллографа.

На фиг. 39 приведена спусковая схема на плоскостных полупроводниковых триодах. Работа этой схемы характеризуется двумя устойчивыми состояниями. В течение одного из них триод, изображенный слева, будет закрыт, а триод справа открыт, в течение другого — триод слева открывается, а справа, наоборот, переходит в закрытое состояние. Вывод схемы из состояния равновесия достигается при помощи внешних запускающих импульсов, подаваемых на основания триодов.

На фиг. 40 дана схема мультивибратора, выполненного на плоскостных триодах П2, вырабатывающего пилообразное напряжение экспоненциальной формы. С данными, приведенными на схеме, может быть получена частота пилообразного напряжения 50 *гц*. Эта схема позволяет получить высокую степень устойчивости синхронизации, необходимую для обеспечения чересстрочной кадровой развертки в телевизионных приемниках.

При выполнении схем мультивибраторов, схем для расширения импульсов и спусковых схем на плоскостных триодах необходимо иметь в виду ограничения, накладываемые



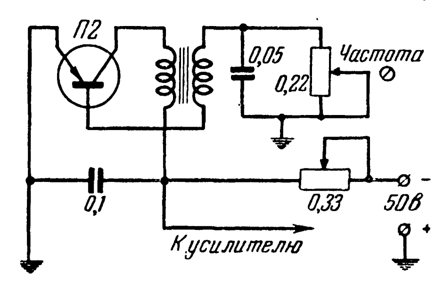
Фиг. 40. Схема мультивибратора на плоскостных триодах, вырабатывающего импульсы пилообразного напряжения.

на их работу в области генерирования импульсов малой длительности. Эти ограничения определяются предельной частотой усиления полупроводниковых триодов, обусловленной инертностью носителей заряда и, кроме того, значительной величиной динамической входной емкости триодов, проявляющейся в схемах с заземленным эмиттером, которая является основным видом включения плоскостных триодов в релаксационных генераторах. Работа схемы на малых длительностях, в первую очередь, характерна значительным увеличением относительной длительности обратных ходов.

Схемы для расширения импульсов и спусковые схемы требуют определенного значения длительности запускающих импульсов, ниже которого нормальный запуск нарушается. Поэтому, несмотря на значительно большие схемные возможности и надежность плоскостных триодов, в ряде случаев приходится предпочесть точечные триоды, которые в настоящее время обладают лучшими высокочастотными свойствами.

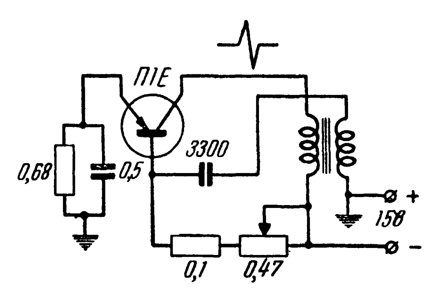
На фиг. 41 приведена схема блокинг-генератора кадровой развертки, выполненная на стандартном блокинг-трансформаторе, типа применяемого в телевизионном приемнике КВН-49. Детали схемы обеспечивают возможность настройки на частоту 50 *гц*.

На фиг. 42 показана схема блокинг-генератора кратковременных импульсов с частотой повторения около 16 000 *гц*, выполненная на плоскостном триоде П1Е. Подобная схема может использоваться в качестве ячейки в системе деления частоты.



Фиг. 41. Схема блокинг-генератора кадровой развертки.

Минимальная длительность импульса напряжения, вырабатываемого этой схемой, равна 1,5 *мксек*. Блокинг-трансформатор выполнен на тороидальном сердечнике из листового пермаллоя толщиной 0,1 *мм* с внешним диаметром 22 *мм* и поперечным сечением 0,2 *см*^{2}. Число витков обмотки в цепи коллектора равно 100, а в цепи основания — 80.



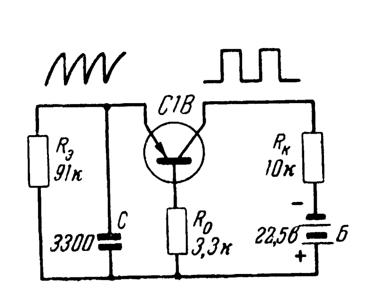
Фиг. 42. Схема блокинг-генератора кратковременных импульсов.

Выполнение релаксационных генераторов на точечных триодах позволяет получить схемные решения, во многом отличные от схем на электронных лампах. Здесь в первую очередь используется отрицательное сопротивление, вносимое в цепь эмиттера при коэффициенте усиления по току $\alpha > 1$ обратной связью через цепь основания.

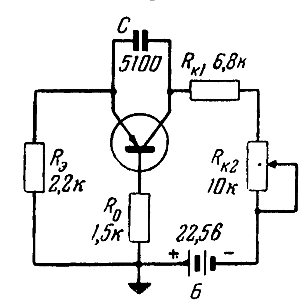
На фиг. 43 дана схема мультивибратора на точечном полупроводниковом триоде С1В. В момент включения источника напряжения *Б* конденсатор *С* зарядится значительным током, возникшим в цепи эмиттера благодаря обратной связи с цепью коллектора через сопротивление R_0, и триод закроется. В дальнейшем конденсатор начнет медленно разряжаться через сопротивление $R_э$. При определенном зна-

чении потенциала на конденсаторе триод вновь откроется, и весь процесс повторится. Схема с приведенными данными дает частоту повторения около 2 000 *гц*.

Схема генератора пилообразного напряжения на точечном триоде С1Б приведена на фиг. 44. В первый момент после включения источника напряжения *Б* триод будет закрыт за счет падения напряжения на сопротивлении $R_э$. После того как конденсатор *С* зарядится, триод откроется,



Фиг. 43. Схема мультивибратора на точечном триоде.



Фиг. 44. Генератор пилообразного напряжения на точечном триоде.

и конденсатор *С* будет быстро разряжен на небольшое сопротивление промежутка эмиттер — коллектор, после чего процесс вновь повторится.

Эта схема допускает возможность получения импульсов пилообразного напряжения большой частоты, однако к ее недостаткам относится ограниченная амплитуда колебаний (до 9 *в*). Последнее затрудняет использование схемы в телевизионных приемниках.

13. Радиовещательные приемники

Современные радиовещательные приемники могут быть полностью переведены на полупроводниковые триоды. Это обстоятельство объясняется тем, что большинство рабочих частот, используемых в различных узлах радиовещательного приемника, лежит в области частот, более низких, чем предельные частоты усиления современных полупроводниковых триодов. Принимаемые радиочастоты лежат в диапазоне 16 *Мгц* — 150 *кгц*. Промежуточные частоты обычно соответствуют 110 или 465 *кгц*.

Выпускаемые в настоящее время плоскостные триоды позволяют работать в области всех рабочих частот радиовещательного приемника за исключением коротковолнового

диапазона. Современные точечные триоды позволяют работать и в области коротковолнового диапазона.

Необходимые значения избирательности, полосы пропускания звуковых частот и выходной мощности у приемников на полупроводниковых триодах могут быть получены такими же, как и в ламповых приемниках. Известные ограничения на значения чувствительности накладываются только уровнем собственных шумов триодов.

Разберем общие принципы построения отдельных узлов радиовещательных приемников.

Усилители промежуточной частоты. В этих узлах, как правило, применяются плоскостные триоды, включаемые по схеме с заземленным эмиттером. При этом частотный предел усиления триода должен быть не меньше, чем значение промежуточной частоты. Поэтому желательно брать наиболее низкое значение промежуточной частоты (например, 110 *кгц*).

Объясняется это тем, что в области более низких частот усилительные свойства триодов являются более высокими, и относительно низкочастотные триоды более просты в изготовлении и поэтому более дешевы. Кроме того, собственное резонансное сопротивление контуров промежуточной частоты на более низких частотах относительно выше, что дает преимущества в смысле наиболее полного использования усилительных возможностей триодов.

Однако с понижением значения промежуточной частоты ухудшаются условия для получения необходимой избирательности по зеркальному каналу. Кроме того, понижение собственной частоты контуров может привести к увеличению их габаритов, что является нежелательным, так как приемники на полупроводниковых триодах дают значительно бо́льшие возможности по уменьшению их габаритов, чем ламповые.

Поэтому выбор того или иного значения промежуточной частоты следует производить в зависимости от поставленной задачи, класса приемника и технических условий на его основные показатели (чувствительность и избирательность по соседним и зеркальным каналам).

Как уже отмечалось, при осуществлении согласования входных и выходных сопротивлений триодов при помощи резонансных контуров качества этих контуров заметно ухудшаются. Поэтому следует применять контуры со значительной добротностью. Высокая добротность и малые наружные размеры контурных катушек требуют применения за-

мкнутых сердечников из специальных высококачественных магнитных материалов.

В усилителях промежуточной частоты, работающих на частоте 110 *кгц*, усиление, обеспечиваемое одним каскадом на триоде П1Г, лежит в пределах от 10 до 30 раз в зависимости от схемы каскада и режима питания триода.

Усилители высокой частоты. Вопросы согласования в усилителях высокой частоты решаются принципиально теми же методами, что и в усилителях промежуточной частоты.

Однако здесь при перекрытии радиовещательного поддиапазона меняется внесенное затухание, а также изменяются внесенные триодами в контур реактивные сопротивления. При увеличении частоты увеличивается влияние входной емкости триода. В схеме с заземленным эмиттером с частотой падают входное и выходное сопротивления, и поэтому согласование лучше производить на наибольшей частоте поддиапазона.

Исходя из условий перекрытия средневолнового и длинноволнового диапазонов, в усилителях высокой частоты могут применяться точечные триоды С1Г, имеющие частотный предел усиления до 1,5 *Мгц*.

Преобразователи частоты. Преобразователь частоты может быть выполнен как на диоде, так и на триоде. Последний вариант обеспечивает значительное бóльшее усиление. Режим преобразователя выбирается таким, чтобы рабочая точка лежала в области наиболее нелинейного участка характеристики зависимости тока эмиттера от напряжения на нем.

Величина амплитуды гетеродина подбирается экспериментально и лежит обычно в пределах 1—2 *в*.

Напряжение сигнала и гетеродина может быть подано на один и тот же электрод (фиг. 45,*а*) или на разные электроды (фиг. 45,*б*).

Следует отметить, что входные и выходные сопротивления триода в преобразовательном каскаде значительно выше, чем у триода, работающего в режиме усилителя, вследствие того, что режим преобразователя подбирается так, чтобы работать в области малого значения постоянных токов, т. е. в начале характеристики.

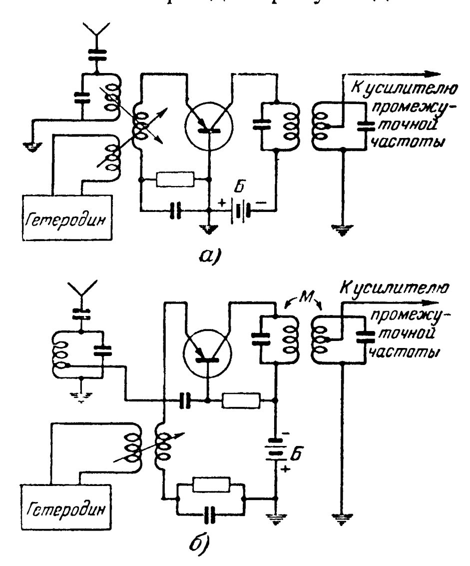
Гетеродины. Местный гетеродин для супергетеродинного приемника может выполняться как на точечном, так и на плоскостном триодах. Точечные триоды позволяют осуществлять относительно более простые схемы, в частности схемы с использованием отрицательного сопротивления. Пло-

скостные же триоды позволяют получить бо́льшую мощность, однако их наивысшая частота самовозбуждения, которая обычно не превосходит в полупроводниковых триодах двойного значения предельной частоты усиления, обычно ниже, чем у точечных триодов. При использовании плоскостных триодов удобнее всего включение цепи обратной связи с коллектора на основание. Эти триоды требуют для получения устойчивых колебаний меньших значений напряжения от источника питания.

К гетеродину предъявляется ряд требований, основными из которых являются:

1. Близкая к синусоиде форма колебаний, так как наличие высших гармоник приводит к образованию паразитных каналов приема и увеличению помех.

2. Достаточная мощность на выходе гетеродина, так как он работает на нагрузку с низким входным сопротивлением (цепь эмиттер—основание триода).



Фиг. 45. Схемы преобразователей.
а — с подачей напряжения на один электрод, *б* — с подачей напряжения на два электрода.

3. Стабильность частоты гетеродина и малая зависимость ее от напряжения источников питания. В этом отношении схемы гетеродинов на полупроводниковых триодах работают часто лучше схем ламповых гетеродинов, так как в последних значительное влияние на частоту оказывает изменение напряжения накала.

Схема местного гетеродина является наиболее частым случаем применения точечного триода в радиовещательном приемнике.

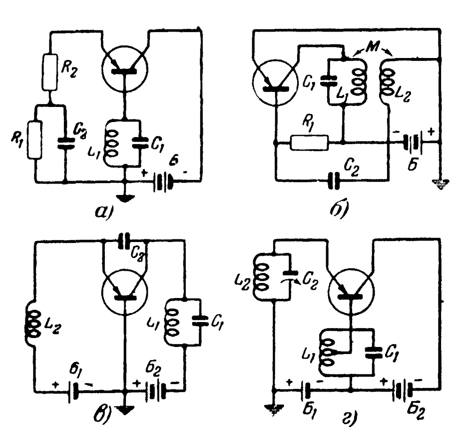
На фиг. 46,*а* приведена схема гетеродина с использованием отрицательного входного сопротивления точечного триода. Сопротивления R_1 и R_2 включены для обеспечения синусоидальной формы колебаний.

Схема гетеродина на плоскостном триоде, подобная схе-

ме генератора с индуктивной обратной связью на электронной лампе, показана на фиг. 46,*б*.

На фиг. 46,*в* дана схема генератора на точечном триоде с емкостной связью между коллектором и эмиттером. Эта схема может работать на высоких частотах без включения емкости C_2 (за счет собственной емкости коллекторного перехода).

На фиг. 46,*г* приведена схема гетеродина с контуром в цепи основания. В ней осуществляется коррекция фазы напряжения на эмиттере при помощи дросселя L_2 и конденсатора C_2. При переходе к высоким частотам условия самовозбуждения могут нарушаться за счет сдвига фаз между токами эмиттера и коллектора. Корректирующая цепь L_2C_2 дает возможность увеличить высшую частоту самовозбуждения.



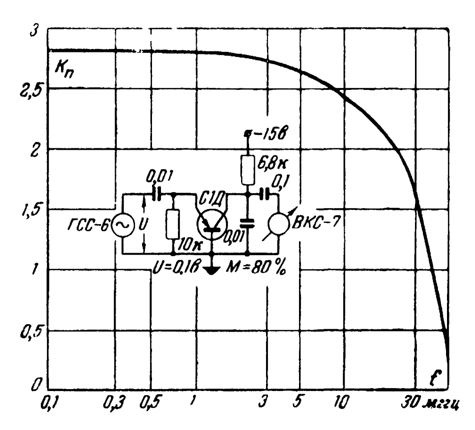
Фиг. 46. Различные варианты схем гетеродинов.

Детектирование. Выбор типа детектора в приемнике определяется значением частоты выпрямленного напряжения. Для детектирования напряжения промежуточной частоты в супергетеродинных приемниках, а также высокой частоты в приемниках прямого усиления радиовещательного диапазона в большинстве случаев выгодно применение триодного детектора. В области же телевизионного диапазона приходится пользоваться в основном диодным детектором, так как усилительные свойства детектора на триоде с повышением частоты резко падают.

На фиг. 47 приведена частотная характеристика детектора на триоде С1Д. Коэффициент передачи K_n такого детектора в несколько раз превышает аналогичный коэффициент передачи детектора на полупроводниковом диоде. При частоте выше 25 *мгц* коэффициент передачи триодного детектора резко падает и в области телевизионного диапазона детектирование на триоде дает уже худший результат, чем детектирование на диоде.

АРУ. Автоматическая регулировка усиления в приемниках на полупроводниковых триодах производится путем изменения режима по постоянному току на одном из электродов триода. В большинстве случаев управление усилением осуществляется посредством изменения постоянного смещения на эмиттер относительно основания. В этом случае уменьшается мощность, отбираемая от источника управляющего напряжения.

АРУ в усилителях на полупроводниковых триодах требует известного расхода мощности (от нескольких десятых долей до нескольких милливатт на каскад). Поэтому источник управляющего напряжения должен обеспечивать соответствующую мощность. В качестве подобного источника может быть использован детектор, выполненный по схеме с применением диода или триода.



Фиг. 47. Частотная характеристика детектора на точечном триоде С1Д.

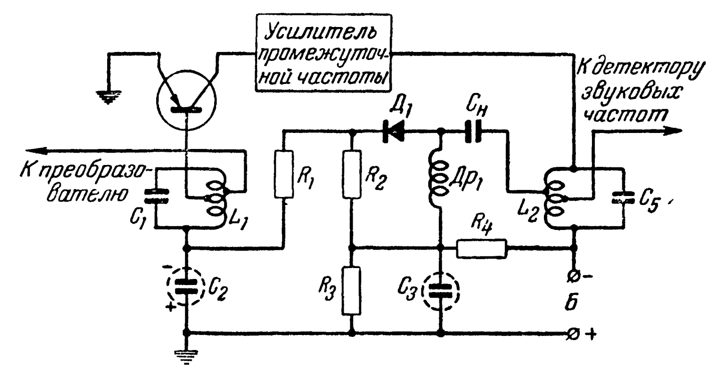
Простейшая схема АРУ показана на фиг. 48. Потенциометр $R_3 \div R_4$ обеспечивает начальное смещение на основание триодов, работающих в каскадах усилителя. Это же напряжение является напряжением задержки. После достижения сигналом определенного уровня на выходе детектора появляется положительное напряжение, используемое как смещение, уменьшающее усиление каскада.

Того же вида схема АРУ может применяться при выполнении каскадов по схеме с заземленным основанием. В этом случае детектор включается так, чтобы вырабатывать управляющее напряжение отрицательного знака.

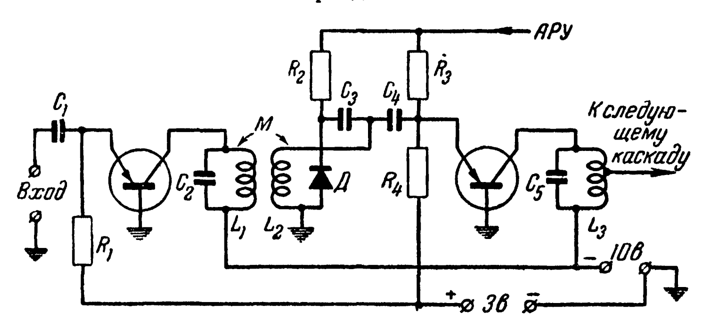
При осуществлении АРУ приходится считаться с тем, что входное сопротивление усилителя меняется. Так, при увеличении положительного смещения на основании в схеме фиг. 48 входное сопротивление возрастает. В каскаде с заземленным основанием при увеличении отрицательного смещения на эмиттере входное сопротивление также возрастает. Изменение сопротивления может значительно изме-

нить резонансные свойства контуров и соответственно полосу пропускания приемника.

На фиг. 49 приведена схема, позволяющая осуществить компенсацию изменения полосы пропускания приемника напряжением АРУ. Для этого параллельно входу усилительного каскада включается кремниевый диод, отделенный по



Фиг. 48. Схема АРУ для приемника на полупроводниковых триодах.



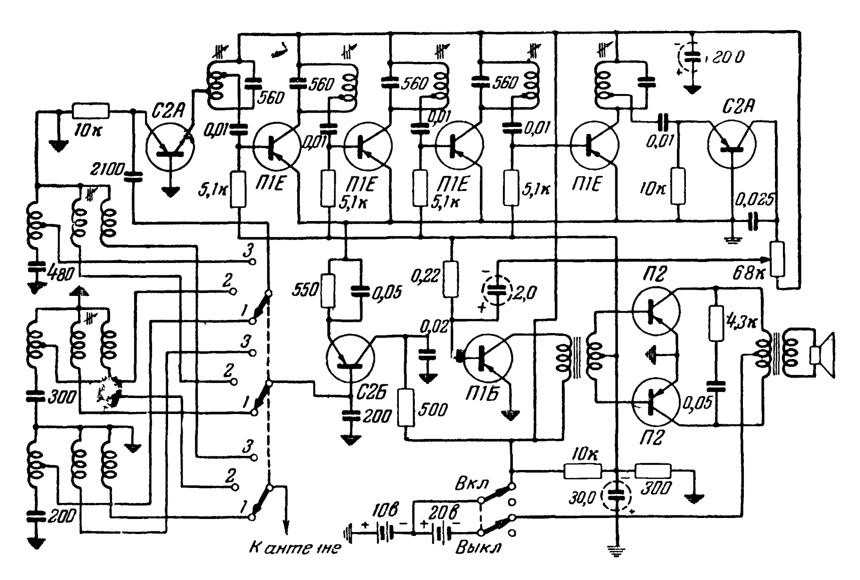
Фиг 49. Схема АРУ, обеспечивающая сохранение полосы пропускания.

цепи постоянного напряжения разделительными конденсаторами.

Управляющее напряжение АРУ подается одновременно на диод и на эмиттер полупроводникового триода. Кремниевый диод *Д* при надлежащем выборе полярности его включения обеспечивает закон изменения входного сопротивления в зависимости от приложенного управляющего напряжения АРУ, обратный закону изменения входного сопротивления германиевого триода.

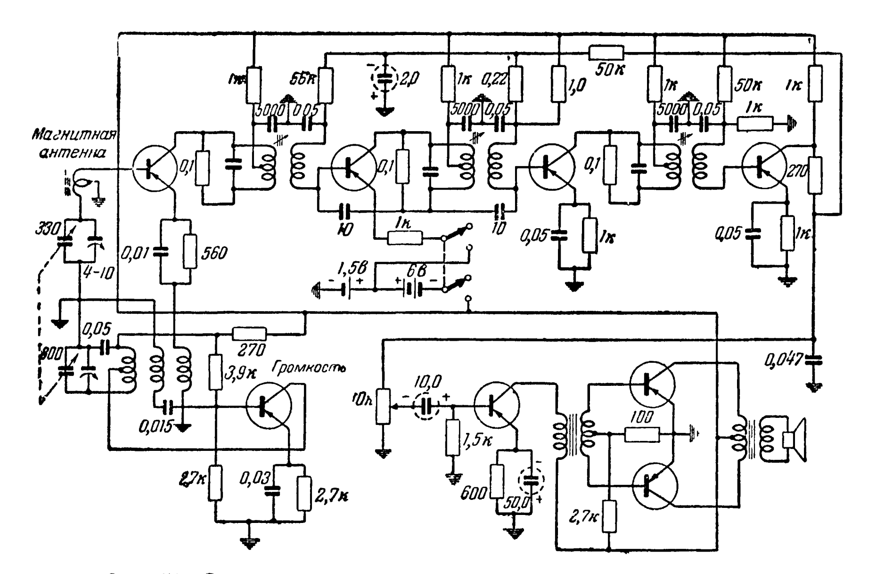
Эта схема, однако, имеет недостатки, связанные с тем, что питание кремниевого диода требует дополнительную мощность от источника управляющего напряжения АРУ.

Схемы приемников для приема радиовещания. На фиг. 50 приведена схема приемника для приема радиовещательных станций с переключением на три программы. Приемник собран по супергетеродинной схеме. Четырехкаскадный усилитель промежуточной частоты, настроенный на 110 *кгц*, выполнен на плоскостных триодах и имеет общий

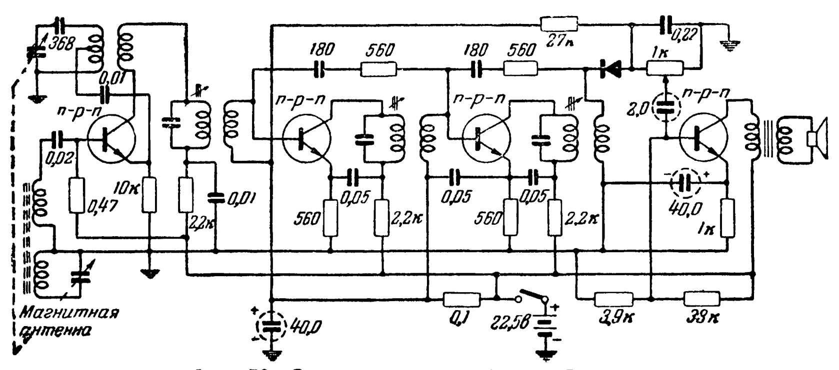


Фиг. 50. Схема приемника для трех программ радиовещания.

коэффициент усиления по напряжению около 80 *дб*. Детектор, преобразователь и гетеродин выполнены на точечных триодах. Усилитель низкой частоты работает на плоскостных триодах. Выходной каскад усилителя низкой частоты собран по двухтактной схеме с заземленным эмиттером и работает в режиме класса Б. Выходная мощность приемника около 0,2 *вт*, а средняя чувствительность около 30 *мкв*. Приемник может работать на небольшую комнатную антенну или кусок провода и переключается на волны 1 734, 1 068 или 309 *м*. Избирательность приемника по соседнему каналу около 26 *дб*, что приблизительно соответствует нормам на приемник второго класса. Избирательность по зер-



Фиг. 51. Схема портативного радиовещательного приемника фирмы Raytheon.



Фиг. 52. Схема приемника фирмы Regency.

кальному каналу невелика (около 15 *дб*), что объясняется низким значением промежуточной частоты и простой схемой входных контуров.

На фиг. 51 приводится схема портативного радиовещательного приемника, выпускаемого фирмой Raytheon (США).

Приемник питается от четырех сухих элементов общим напряжением около 6 *в* и обладает экономичностью в

эксплуатации, значительно превышающей экономичность портативных приемников на малогабаритных электронных лампах. Чувствительность приемника около 100 *мкв*.

На фиг. 52 показана схема портативного приемника фирмы Regency (США), выполненного на четырех полупроводниковых триодах с проводимостью типа *п-р-п*. Габариты приемника немногим превышают габариты портсигара. Этот приемник характерен применением малогабаритных деталей (агрегата настройки, громкоговорителя и батареи). Чувствительность приемника обеспечивает уверенный прием местных станций на магнитную антенну, заключенную в самом приемнике.

14. Телевизионные приемники

Телевизионный приемник является наиболее сложным радиотехническим устройством массового применения. Обычно он содержит не менее 15—16 различных по своему назначению ламп. Большое количество ламп обусловливает сравнительно большой расход мощности, потребляемой от сети, которая для большинства телевизионных приемников составляет 140—300 *вт*. Кроме того, выход ламп из строя служит в большинстве случаев основной причиной неисправности телевизора.

Поэтому весьма перспективной является замена ламп в телевизионном приемнике на значительно более экономичные и долговечные полупроводниковые триоды. Однако в настоящее время это представляет существенные трудности, вызываемые ограниченным частотным пределом усиления, большим разбросом параметров, ограниченностью температурного диапазона работы и, наконец, пока что еще значительной стоимостью полупроводниковых триодов, объясняемой рядом технологических трудностей и относительной мелкосерийностью выпуска.

Последнее обстоятельство усугубляется еще и тем, что в большинстве случаев для выполнения аналогичных функций в телевизионных приемниках требуется значительно бо́льшее количество полупроводниковых триодов, чем ламп.

Постепенное усовершенствование технологии производства полупроводниковых триодов, улучшение их частотных свойств, увеличение температурного предела работы и степени идентичности параметров, а также удешевление их позволяют надеяться, что выпуск безламповых телевизионных приемников станет в ближайшие годы не только возмож-

ным, но и экономически рентабельным. Однако пока речь может идти только о частичной замене ламп на полупроводниковые триоды. Ниже рассматриваются возможности и основные принципы выполнения отдельных частей схем телевизионных приемников на полупроводниковых триодах.

Усиление высокой частоты, промежуточной частоты и местные гетеродины. Усилители высокой частоты современного телевизионного приемника работают с частотами до 90—100 *Мгц*; в ближайшие годы этот частотный предел будет увеличен до сотен мегагерц. В усилителях промежуточной частоты обычно значение частоты не превышает 25—35 *Мгц*, что определяется как соображениями удобства конструирования широкополосных усилителей, так и условиями минимальных помех телевизионному приему. Уменьшение значений промежуточных частот является нежелательным, так как это снижает приемные качества телевизионного приемника.

Выпускаемые в настоящее время в массовом порядке образцы полупроводниковых триодов не дают возможности выполнять усилители высокой частоты и преобразователи без электронных ламп. Однако совершенствующаяся технология производства полупроводниковых триодов уже в ближайшее время, очевидно, позволит поставить вопрос о замене ламп в первую очередь в усилителе промежуточной частоты и далее во всем высокочастотном тракте телевизионного приемника.

Видеоусилители. Основным направлением использования полупроводниковых триодов следует считать применение их в предварительных каскадах в комбинации с лампами в выходных каскадах. В видеоусилителях применяются точечные триоды. Главным недостатком такого усилителя является трудность согласования его с видеодетектором, выполняемом на полупроводниковом диоде, что объясняется низким входным сопротивлением схемы с заземленным основанием При этом наблюдается значительное снижение коэффициента передачи.

Применение полупроводниковых триодов в детекторах ограничено их значительно более низкими по сравнению с диодами частотными свойствами (см. стр. 78).

Наиболее рациональной комбинацией полупроводниковых триодов и ламп является схема видеоусилителя с одним или двумя каскадами на полупроводниковых триодах и выходной лампой.

Усилители и ограничители разностной частоты. Амплитудная характеристика усилителей на полупроводниковых триодах при увеличении напряжения на входе сверх определенного предела имеет резко выраженный перегиб и в дальнейшем идет почти параллельно оси абсцисс. Это свойство характеристики позволяет использовать полупроводниковые триоды в режиме ограничения. При этом можно выгодно использовать усилительные свойства триодов до наступления порога ограничения.

В настоящее время значительное количество телевизионных приемников выпускается по схеме, где усиление сигналов звукового сопровождения ведется на частоте, соответствующей по своему значению разнице частот несущих звука и изображения (в отечественном стандарте телевидения 6,5 *Мгц*). Для работы в усилителях разностной частоты пригодны некоторые образцы точечных полупроводниковых триодов.

Триод С1Д, имеющий частотный предел примерно 5 *Мгц*, годен для усиления напряжения частоты 6,5 *Мгц*, давая, однако, около половины того усиления, которое он может обеспечить на низких частотах.

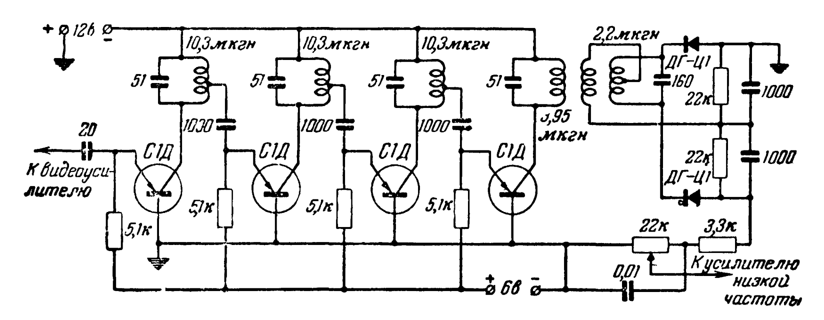
В ограничителях (при частоте 6,5 *Мгц*) применение полупроводниковых триодов является более удобным, чем в усилителях видеочастоты, так как здесь возможно осуществить согласование входных и выходных сопротивлений при помощи резонансных контуров и обеспечить таким образом более полное использование усилительных возможностей полупроводникового триода.

На фиг. 53 приведена схема усилителя-ограничителя на полупроводниковых триодах С1Д с частотным детектором на диодах ДГ-Ц1. На фиг. 54 дана зависимость постоянного напряжения на выходе схемы детектора (при расстройке на $\pm$ 100 *кгц*) от напряжения сигнала, подаваемого на вход усилителя-ограничителя, показывающая характер ограничения, даваемого схемой.

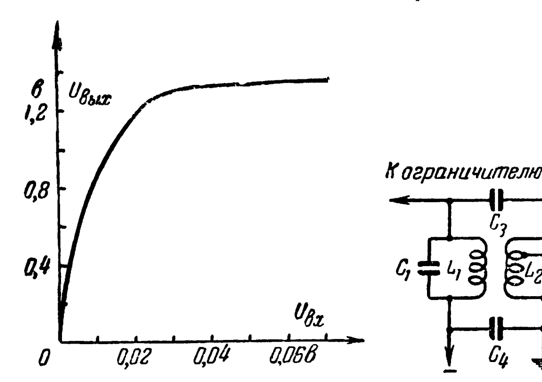
Частотный детектор. При применении полупроводниковых триодов в схемах частотно-фазовых детекторов обычно используют так называемые симметричные свойства некоторых из образцов триодов. Эти свойства выражаются во взаимозаменяемости функций эмиттера и коллектора. Симметричные триоды с проводимостью типа *р-п-р* или *п-р-п* требуют особой технологии изготовления, в процессе которого электроды, выполняющие функцию эмиттера и

коллектора, делаются совершенно одинаковыми по своим конструктивным и электрическим свойствам. Схема частотного детектора на симметричном полупроводниковом триоде приведена на фиг. 55.

При сдвиге фаз на 90° между напряжением, подводящимся к основанию, и напряжением на контуре в цепи



Фиг. 53. Схема усилителя-ограничителя на точечных триодах и частотного детектора на диодах ДГ-Ц1.



Фиг. 54. Амплитудная характеристика усилителя-ограничителя, собранного по схеме фиг. 53.

Фиг. 55. Схема частотного детектора на симметричном полупроводниковом триоде.

эмиттера выпрямленный ток в нагрузке отсутствует. При сдвигах же фаз бо́льших или меньших, чем 90°, ток через нагрузку проходит. Его величина и направление определяются изменением угла сдвига фазы от величины 90° в зависимости от расстройки контура. При углах менее 90° левый (по схеме) электрод будет играть роль коллектора, а при углах более 90° коллектором становится правый электрод.

Эта схема имеет ряд конструктивных преимуществ перед схемой частотного детектора на диодах. Она позволяет уменьшить число деталей и не требует точно подобранной средней точки на контуре.

Симметричные триоды позволяют с удобством осуществить ряд схем фазовых дискриминаторов, используемых при авторегулировке частоты развертки. Для этой цели применяются симметричные триоды плоскостного типа.

Телевизионные развертки. Наиболее затруднительным является осуществление схем строчной развертки Основная причина этого — трудность совмещения в полупроводниковом триоде достаточно высоких частотных свойств (частотный предел должен доходить до 300—600 *кгц* для обеспечения прохождения гармоник обратного хода) и достаточно большой мощности, необходимой для создания значительных импульсов тока в отклоняющих катушках.

При применении кинескопа со статическим отклонением луча положение только немногим улучшается, так как здесь вместо отклоняющей катушки ставится повышающий трансформатор с коэффициентом трансформации около 20—30 Нагрузка триода в этом случае определяется большой собственной емкостью вторичной обмотки, пересчитанной в первичную цепь, и требование достаточной мощности триода сохраняется.

Поэтому применение в выходных каскадах строчной развертки полупроводниковых триодов пока ограничивается случаями, когда используются кинескопы с экраном небольшого диаметра (до 5 дюймов).

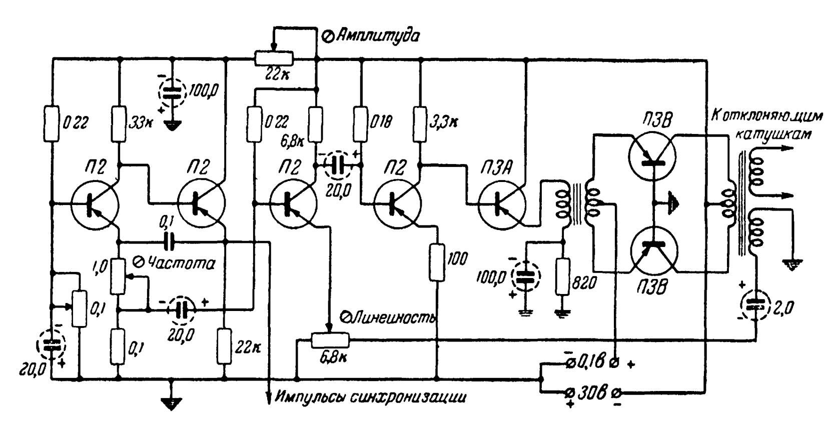
Применение полупроводниковых триодов в предварительных каскадах или релаксационных генераторах строчной развертки вызывает значительно меньшие затруднения. Однако здесь приходится считаться с тем, что выходные каскады строчной развертки, выполненные на мощных лампах, требуют значительных амплитуд входного напряжения, получение которых также может быть затруднительным в связи с относительно малым значением пикового напряжения, допускаемого на коллекторе полупроводникового триода высокочастотного типа (например, для триода П1Е оно равно 20 *в*).

Поэтому в ближайшее время вопрос с переводе строчной развертки на полупроводниковые триоды, повидимому, не может быть разрешен удовлетворительно.

Вопрос о кадровой развертке не имеет принципиальных затруднений для своего разрешения Основные трудности

здесь не связаны с широким частотным диапазоном усиления; требуются лишь мощные выходные триоды для обеспечения достаточного значения импульса тока в кадровых отклоняющих катушках.

Однако вся схема кадровой развертки получается несколько громоздкой. Это определяется главным образом необходимостью согласовать низкое входное сопротивление оконечного каскада (порядка нескольких ом) с высоким выходным сопротивлением релаксационного генератора



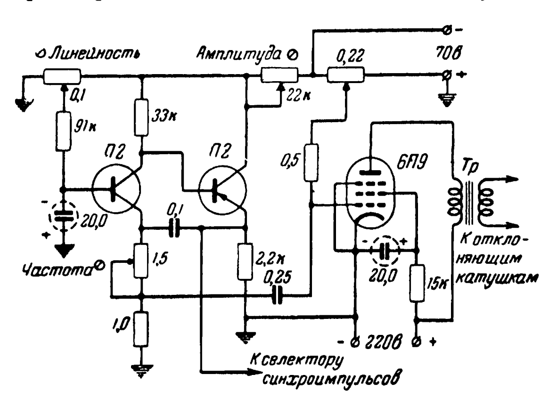
Фиг. 56. Схема кадровой развертки на плоскостных триодах.

(сотни килоом). Указанное требует значительного количества каскадов, выполняемых главным образом по схеме с заземленным коллектором.

На фиг. 56 приведена схема генератора и усилителя кадровой развертки. Здесь первые два триода образуют мультивибратор, с выхода которого (с сопротивления в 100 *ком*) снимается пилообразное напряжение с формой, приближающейся к экспоненциальной. Следующий каскад с заземленным эмиттером имеет значительную отрицательную обратную связь по току, которая обеспечивает большую величину сопротивления на входе этого каскада. Далее идет каскад усилителя, выполненный по схеме с заземленным эмиттером, и предоконечный каскад с мощным триодом П3А, включенным по схеме с заземленным коллектором. Предоконечный каскад связан с выходным каскадом при помощи переходного трансформатора. Выходной каскад работает по схеме с заземленным основанием на мощных триодах П3В.

Эта схема обеспечивает кадровую развертку для семи — девятидюймового кинескопа с магнитным отклонением луча. К недостаткам ее относится большое количество триодов и деталей.

В телевизионных приемниках, где полупроводниковые триоды применяются в комбинации с лампами, более рационально в настоящее время выполнять выходной каскад кадровой развертки на лампах. В этом случае вопрос о



Фиг. 57. Сх ма кадровой развертки на полупроводниковых триодах и лампе.

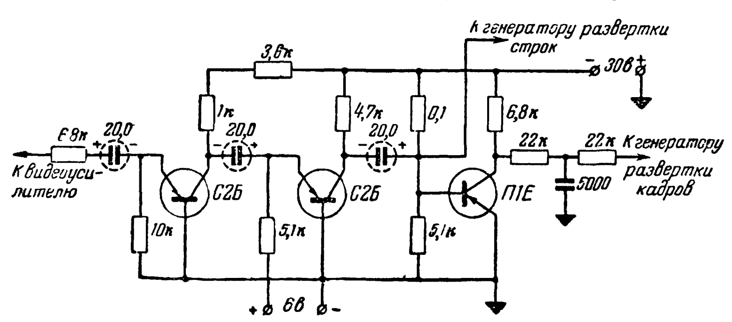
согласовании большого выходного сопротивления генератора кадровой развертки с низким сопротивлением входа выходного каскада отпадает, и генератор развертки, который может быть выполнен на полупроводниковых триодах, работает непосредственно на лампу.

Схема генератора кадровой развертки для 12-дюймового кинескопа, выполненная на двух полупроводниковых триодах, и лампе в выходном каскаде показана на фиг. 57. Эта схема дает хорошие результаты по качеству синхронизации, позволяя осуществить устойчивую чересстрочную развертку.

Селекторы импульсов синхронизации. Схемы селекторов импульсов синхронизации на полупроводниковых триодах в большинстве случаев базируются на принципе использования выпрямляющего действия цепи эмиттер — основание. Необходимость сохранения достаточной крутизны фронтов синхронизирующих импульсов требует наличия достаточно высоких предельных частот у триодов при низких значениях входной емкости. Поэтому здесь представляется удобным

использовать точечные триоды с предельными частотами порядка 1,5 *Мгц*.

На фиг 58 приведена схема селектора. Входной каскад, выделяющий синхронизирующие импульсы и автоматически ограничивающий их амплитуду, выполнен на триоде С2А. Усиление строчных импульсов синхронизации выполняется на двух триодах С2А. Усиление кадровых импульсов производится при помощи триода П1Е. Схема поддерживает постоянство амплитуды синхронизирующих импульсов при



Фиг. 58. Схема селектора синхронизирующих импульсов.

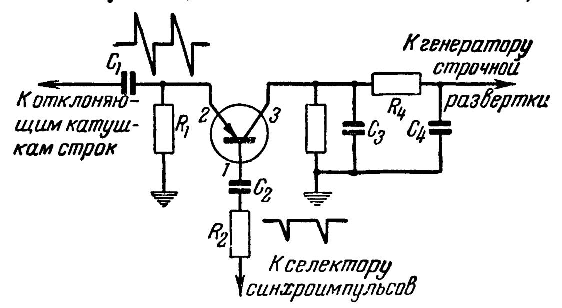
значительном изменении амплитуды входных сигналов (от 4 до 12—14 *в*). Импульсы синхронизации в видеосигнале, подаваемом на вход селектора, должны иметь положительную полярность.

Применение полупроводниковых триодов возможно и в схеме фазового дискриминатора для осуществления автоподстройки частоты строк, выполняемой на триоде симметричного типа (фиг. 59).

На основание триода подаются отрицательные импульсы от селектора. Один из электродов цепи эмиттер — коллектор включается через дифференцирующую цепь к источнику напряжения развертки строк (например, к отклоняющей катушке строк). После прохождения через дифференцирующую цепь C_1R_1 импульс обратного хода принимает вид, показанный на осциллограмме фиг. 59. В зависимости от относительного расположения ко времени импульса синхронизации строк по отношению к импульсу обратного хода электрод *2* или электрод *3* выполняет функцию коллектора триода. На выходе при этом будет получаться постоянное напряжение той или иной полярности, используемое для управление частотой генератора строк.

При точном совпадении частоты строк с частотой приходящих импульсов синхронизации импульс синхронизации будет приходить в момент прохождения напряжения дифференцированного импульса обратного хода строк через нуль, и напряжение на емкости C_4 будет равно нулю.

Питание полупроводниковых триодов. При использовании полупроводниковых триодов в комбинации с лампами важное значение приобретают вопросы питания телевизионного приемника. Питание полупроводниковых триодов от общего источника напряжения с заземленным «минусом», который используется для питания анодов ламп, принципи-



Фиг. 59. Схема фазового дискриминатора для автоподстройки частоты.

ально возможно для большинства схем с применением плоскостных триодов. Для точечных же триодов такое питание в большинстве случаев невозможно, так как последние требуют или непосредственного заземления основания или заземления его через малое сопротивление.

Мы уже приводили пример такого использования общего источника питания. Однако при большом количестве триодов в схеме подобное питание становится нерациональным, так как оно требует наличия гасящих сопротивлений, на которых мощность будет непроизводительно расходоваться. Поэтому желательно, чтобы источник для питания полупроводниковых триодов был отдельным.

Низковольтный выпрямитель в этом случае лучше всего собирать на германиевых диодах соответствующей мощности, имеющих большое преимущество перед другими выпрямляющими элементами в габаритах и обладающие значительно более низким прямым сопротивлением, измеряемым часто несколькими омами.

Последнее обстоятельство имеет особое значение с точки зрения уменьшения потерь напряжения, особо ощутимых

при низковольтных источниках напряжения и сравнительно больших токах, требуемых при использовании полупроводниковых триодов значительной мощности. Низкие выходные напряжения и относительно большие токи требуют для фильтрации фона переменного тока применения низкоомных дросселей и значительной величины емкости фильтрующих конденсаторов.

При применении в выходных каскадах мощных триодов, работающих в режиме класса Б, приходится считаться с помехами для других каскадов через источники питания. При повышении уровня громкости ток, потребляемый выходным каскадом, резко возрастает, что вызывает падение напряжения на выпрямителе, влияющее на работу других частей схемы. В некоторых случаях это явление удается устранить увеличением развязок, в других же случаях для питания выходных каскадов может потребоваться отдельный источник напряжения.

Для создания напряжения смещения каскадов, работающих по схеме с заземленным основанием, часто также требуется отдельный выпрямитель. Так, например, смещение на выходной каскад усилителя низкой частоты, выполненного по схеме, изображенной на фиг. 30, удобно давать от отдельного выпрямителя на германиевом диоде, используя в качестве источника переменного тока обмотку накала ламп.

Телевизионный приемник на полупроводниковых триодах. В 1952 г. в журнале PIRE № 6 (США) было помещено описание схемы телевизионного приемника, выполненного целиком на полупроводниковых триодах. Схема представляет интерес с точки зрения изучения техники применения полупроводниковых триодов в телевидении.

Скелетная схема этого приемника приведена на фиг. 60. Она характерна сходством со схемой обычного, выполненного на лампах супергетеродинного приемника. Приемник этот одноканальный и рассчитан на прием несущей частоты изображения 62,27 *Мгц*. Схема усиления звукового сопровождения выполнена по принципу усиления разностной частоты несущих изображения и звука.

Приемник выполнен на 42 полупроводниковых триодах. в нем используется кинескоп с размером экрана 5 дюймов и магнитным отклонением. Питается приемник целиком от батарей. Потребляемая им мощность составляет 10 *вт*, из которых 3,6 *вт* (более 25%) идет на накал киноскопа. Вес приемника вместе с батареями 13,5 *кг*. Антенна приме-

нена рамочного типа. Уверенный прием получается при напряженности поля около 5 *мв* на 1 *м*.

Входное устройство приемника состоит из гетеродина, выполненного на точечном триоде, работающем на частоте 50 *Мгц*. Связь с гетеродином осуществляется при помощи вспомогательной катушки индуктивности. Смеситель работает на полупроводниковых диодах.

Усилитель промежуточной частоты (шестикаскадный) выполнен на триодах, включенных по схеме с заземленным основанием, и настроен на среднюю частоту около 8 *Мгц*. Полоса пропускания усилителя промежуточной частоты порядка 2—2,5 *Мгц*.

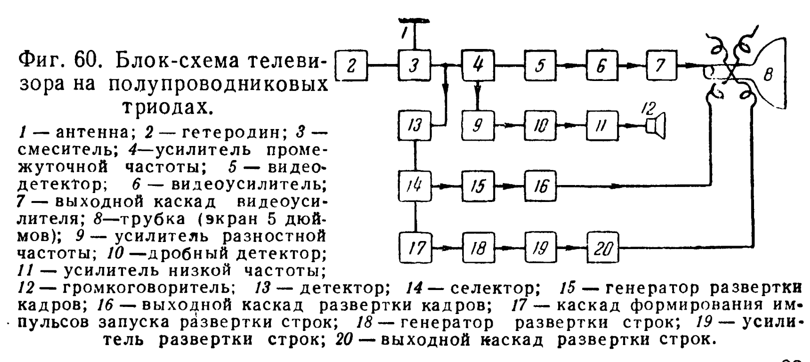
В качестве детектора использован также триод, позволяющий получить более высокий по сравнению с диодом коэффициент передачи при согласовании с видеоусилителем.

Видеоусилитель имеет два триода, один из которых включен по схеме с заземленным эмиттером, а другой (выходной) — по схеме с заземленным основанием. Полоса пропускания видеоусилителя составляет 2 *Мгц*.

Каскады усилителя звукового канала работают на разностной частоте в 5,5 *Мгц* и питают детектор, выполненный по схеме детектора отношений (дробного детектора).

Кадровая развертка приемника осуществляется от выходного двухтактного усилителя, выполненного на симметричных триодах с проводимостью типов *p-n-p* и *n-p-n*, включенных по схеме с заземленным коллектором. Величина отклоняющего тока достигает 160 *ма*. Выходной каскад раскачивается от трехкаскадного усилителя на плоскостных триодах, усиливающих напряжение генератора кадровой развертки, который собран на точечных триодах.

Строчная развертка производится от выходного каскада на двух полупроводниковых триодах с проводимостью типа



Фиг. 60. Блок-схема телевизора на полупроводниковых триодах.

1 — антенна; *2* — гетеродин; *3* — смеситель; *4*—усилитель промежуточной частоты; *5* — видеодетектор; *6* — видеоусилитель; *7* — выходной каскад видеоусилителя; *8*—трубка (экран 5 дюймов); *9* — усилитель разностной частоты; *10* —дробный детектор; *11* — усилитель низкой частоты; *12* — громкоговоритель; *13* — детектор; *14* — селектор; *15* — генератор развертки кадров; *16* — выходной каскад развертки кадров; *17* — каскад формирования импульсов запуска развертки строк; *18* — генератор развертки строк; *19* — усилитель развертки строк; *20* — выходной каскад развертки строк.

р-п-р, питающего прямоугольными импульсами отклоняющие катушки строк. В качестве генератора строчной развертки применяется релаксационный генератор на точечном триоде.

Селектор синхронизирующих импульсов выполнен на полупроводниковом триоде. В схему введен дискриминатор для выработки управляющего напряжения автоподстройки частоты. Релаксационный генератор частоты строк имеет автоматическую подстройку частоты. Работа дискриминатора осуществляется по принципу сравнения во времени дифференцированных импульсов, снимаемых с катушки строк, и импульсов строчной синхронизации, снимаемых с селектора.

Характерной особенностью описываемого телевизионного приемника являются его большая экономичность по питанию и малые размеры. Однако качественные его показатели по сравнению с приемниками на лампах весьма низкие (малый размер экрана, малая полоса пропускания и т. д.).

Телевизионные приемники с частичной заменой ламп.

На фиг. 61 приведена скелетная схема супергетеродинного телевизионного приемника, выполненного с частичной заменой ламп. Он рассчитан на чувствительность порядка 60 *мкв* и имеет избирательность, соответствующую техническим требованиям на приемник третьего класса.

Приемник содержит следующие основные узлы:

1. Усилитель высокой частоты, гетеродин и смеситель с переключением контуров на пять телевизионных каналов и на канал частотно-модулированного радиовещания, осуществляемым стандартным блоком ПТП (переключателем телевизионных программ), выполненным на двух электронных лампах «пальчиковой» серии.

2. Трехкаскадный усилитель промежуточной частоты на электронных лампах.

3. Видеоусилитель на двух точечных высокочастотных полупроводниковых триодах и лампе, используемой в качестве выходного каскада.

4. Усилитель-ограничитель на четырех точечных высокочастотных триодах.

5. Частотный детектор на двух полупроводниковых диодах.

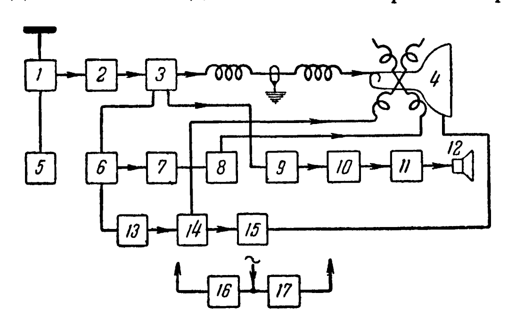
6. Усилитель низкой частоты на шести плоскостных триодах с выходной мощностью 1,5 *вт*.

7. Селектор на трех точечных триодах и одном плоскостном триоде.

8. Генератор развертки кадров на двух плоскостных триодах.

9 Выходной каскад кадровой развертки на электронных лампах.

10. Генератор и выходной каскад строчной развертки, каскад «подпитки» выходной лампы строчной развертки и



Фиг. 61. Блок-схема супергетеродинного телевизионного приемника с применением полупроводниковых триодов.

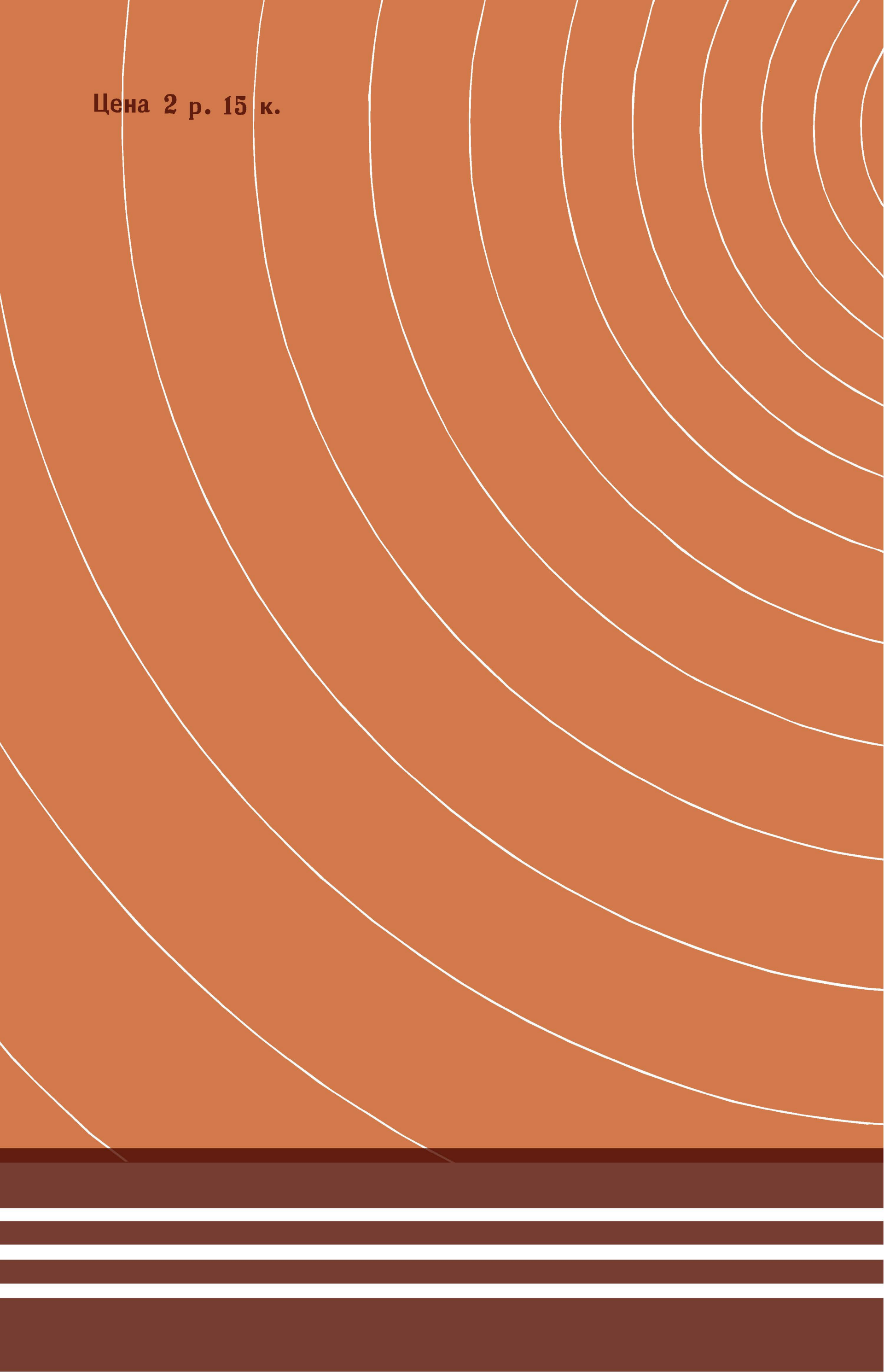
1 — усилитель высокой частоты и смеситель, *2* — усилитель промежуточной частоты, *3* — усилитель видеосигналов, *4* — электроннолучевая трубка 31ЛК2Б; *5* — гетеродин, *6* — селектор, *7* — генератор развертки кадров, *8* — выходной каскад развертки кадров, *9* — усилитель ограничитель на частоте 6,5 *Мгц*, *10* — частотный детектор, *11* — усилитель низкой частоты, *12* — громкоговоритель, *13* — генератор развертки строк, *14* — выходной каскад развертки строк, *15* — выпрямитель для питания трубки, *16* — выпрямитель для питания ламп, *17* — выпрямитель для питания полупроводниковых триодов.

выпрямитель высокого напряжения для питания анода кинескопа на электронных лампах.

Приемник имеет 12 электронных ламп, 14 полупроводниковых триодов, 11 полупроводниковых диодов, используемых в качестве выпрямителя, и три диода для детектирования.

Основные узлы на полупроводниковых триодах, входящие в схему приемника, были описаны выше. К ним относятся: 1) усилитель низкой частоты (фиг. 30); 2) усилитель видеочастоты (фиг. 35); 3) усилитель-ограничитель (фиг. 53).

СОДЕРЖАНИЕ


Цена 2 р. 15 к.